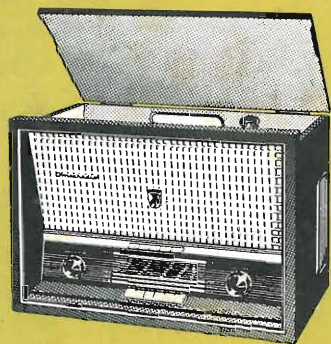
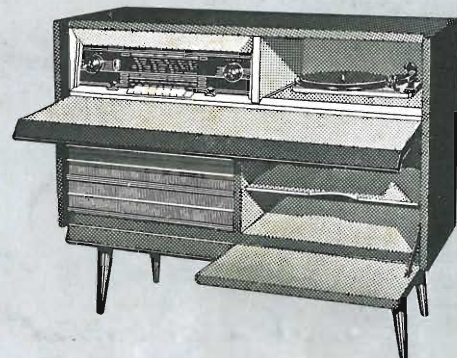
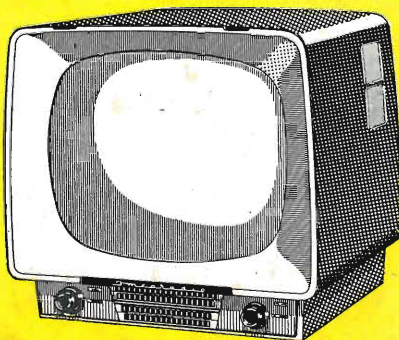
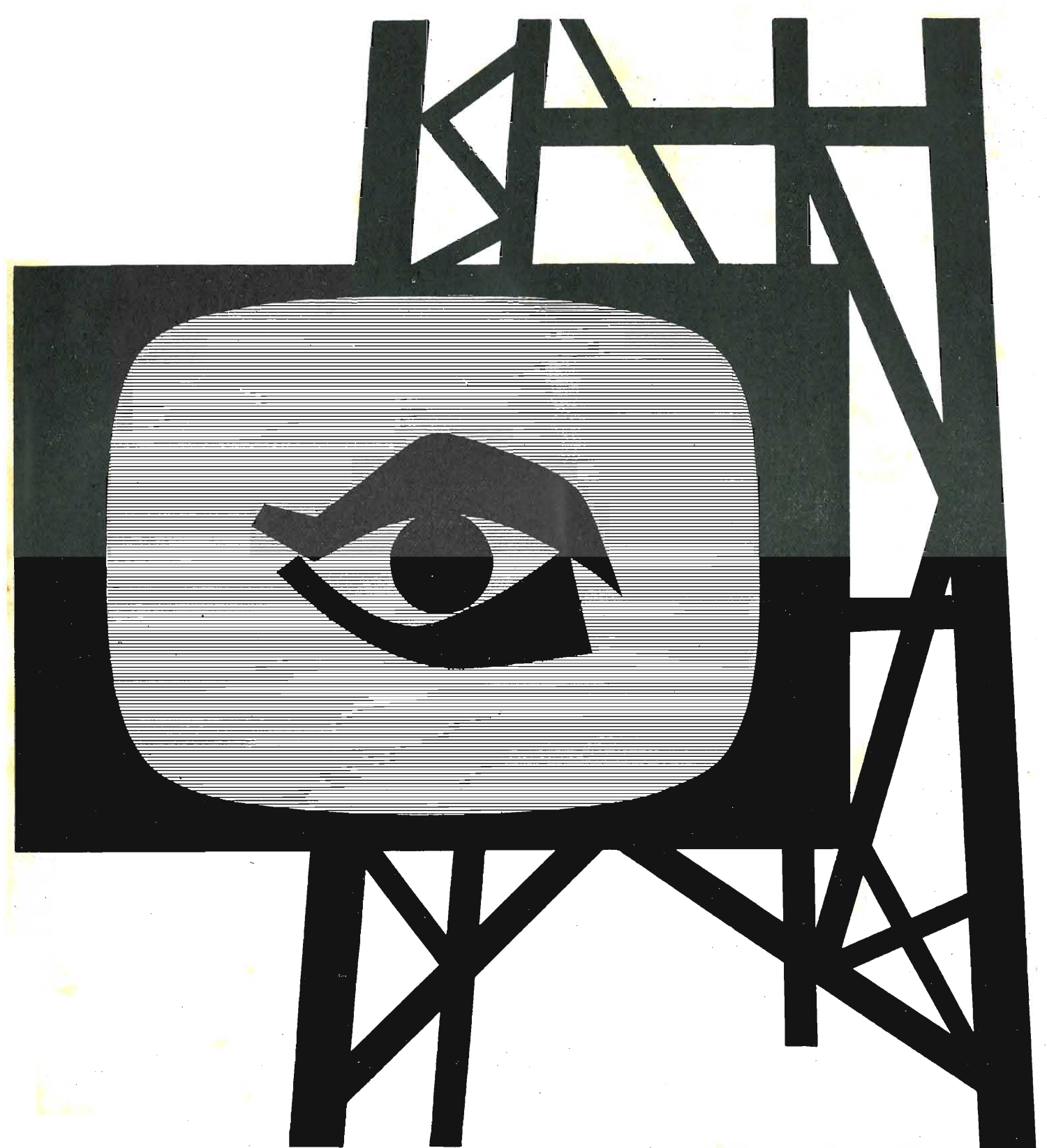
TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXX - Giugno 1958
NUMERO
6
LIRE 350

"...è una produzione del progresso"

DISTRIBUTORI

F. GALBIATI

MILANO

VIA LAZZARETTO, 17 - 14

TEL. 664.147 - 652.097

radio televisione

SIEMENS

SOCIETA' PER AZIONI

Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione

Valvole subminiatura ed altri tipi speciali

Valvole trasmittenti di ogni tipo e potenza

Tubi a onde progressive

Triodi e thyratrons per applicazioni industriali

Triodi per marconiterapia

Valvole con filamento a tungsteno toriato per apparati elettromedicali

Tubi e valvole per raggi "X"

Diodi al germanio e al silicio

Transistori

Quarzi Piezoelettrici

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

MILANO - VIA GUASTALLA, 2 - TEL. 700.335 - 700.535

Stabilimenti: PAVIA - Via Fabio Filzi, 1 • **FIRENZE** - Via Panciatichi, 70

il primo!!!

ANALIZZATORE UNIVERSALE A TRANSISTORI - Mod. ANE - 104

Sensibilità 100.000 Ohm|V - cc
10.000 Ohm|V - ca

STABILITÀ
PRECISIONE
BASSO PREZZO

Vcc.	1 - 5 - 10 - 50 - 100 - 500 - 1000 V
Vca.	10 - 50 - 100 - 500 - 1000 V
mAcc.	10 - 100 μA = 1 - 10 - 100 - 1000mA
OHm.	1 - 10 - 100 KΩ = 1 - 10 - 100 MΩ
dB.	- 10 + 56 dB

AN 28 ANALIZZATORE 5000 ΩV.
AN 119 ANALIZZATORE 10000 ΩV.
AN 138 ANALIZZATORE 20000 ΩV.

PRV 560 PROVAVALVOLE
ANE - 102 ANALIZZATORE ELETTRONICO
KV - 25 KILOVOLTMETRO 25000

AN - 22 MICROTESTER
AN - 22 S MICROTESTER con SIGNAL TRACER

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Telef. 4102
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Tel. 833371

CARATTERISTICHE	Mod. P. 5200	Mod. P. 3064	Mod. UL2	Mod. CFB
COSTRUZIONE E FINITURA	Schermatura normale	Tipo C-CORE - Grani orientati	Grani orientati - Completamente schermato.	Grani orientati - Completamente schermato.
CARICO ANODO - ANODO 4 tipi diversi c.s.:	K.ohm 9-12; 7-9; 5-7; 3-5	K.ohm 10-12; 6,6-9; 4-5; 2-3	K.ohm 10-12; 6,6-9; 4-5; 2-3	K.ohm 10-12; 6,6-9; 4-5; 2-3
POTENZA	20 W a 30 Hz distorsione minore dell'1%	20 W c. dist min. dell'1%	50 W a 60 Hz o 14 W a 30 Hz dist. min. del 0,5%	60 W da 30 Hz a 30 KHz dist. min dell'1% senza controreazione negativa.
CARICO SECONDARIO	4 sezioni p. impedenze di 0,95; 3,8; 8,5; e 15 ohm	4 sezioni p. impedenze di 0,95; 3,8; 8,5 e 15 ohm	4 sezioni p. impedenze di 0,95; 3,8; 8,5; e 15 ohm	8 sez. da connett. in varie combinaz. per imped. di 0,95 - 3,8 - 8,5 - 15,2 - 23,8 - 34,2 - 44,7 - 60,9 ohm.
RISPOSTA DI FREQUENZA	piatta ± ½ dB da 20Hz a 30 Khz	piatta ± ½ dB da 30 Hz a 30 Khz	piatta ± ½ dB da 30 Hz a 30 Khz	piatta ± ½ dB da 10 Hz e 30 Khz
DIMENSIONI	cm. 8 x 8,5 x 10,5	cm. 7 x 7 x 8	cm. 8,5 x 8 x 9	cm. 14 x 12,5 x 12
PESO	Kg. 3 circa	Kg. 1 circa	Kg. 1,5 circa	Kg. 5 circa

NOTA. - I mod. P. 3064 e CFB, se forniti con prese al 43% del primario per il funzionamento in circuito ultralineare, vengono denominati risp. mod. **T/P.3064 e T/CFB.** I mod. P 5200 e UL2 sono esclusivamente costruiti per funzionamento in circ. ultralineare: il primo con prese al 43% per i tipi da 9-12 e 7-9 Kohm e al 20% per i tipi da 5-7 e 3-5 Kohm: il secondo con prese al 43% per tutte le impedenze previste.

A richiesta si forniscono schemi per la costruzione di amplificatori e preamplificatori Hi.Fi particolarmente studiati per l'impiego dei trasformatori d'uscita « PARTRIDGE » in circuito ultralineare.

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

GENOVA - VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31
TELEF. 83465 - TELEGR. PASIROSSI
MILANO - VIA A. DA RECANATE, 4 TEL. 278855

Una nuova serie di tubi elettronici RCA per "Alta Fedeltà"

Per prestadi amplificatori:

Doppio triodo 7025 - Rumore di fondo globale 1,8 microvolt

Per stadi finali:

Tetrodo 6973 - In controfase Potenza 25 Watt - Distorsione 1,5%

Tetrodo 7027 - In controfase Potenza 50 Watt - Distorsione 1,5%

marca depositata

RADIO CORPORATION OF AMERICA
TUBI ELETTRONICI Harrison, N. J.

Per informazioni e offerte rivolgersi a:

MILANO:

Via Visconti di Modrone, 21.

ROMA: L. BAVIERA
Via F. Denza, 9.

TORINO: SICAR
Corso Matteotti, 3

SONO USCITI:

GINO NICOLAO

LA TECNICA dell'ALTA FEDELTA'

L'evoluzione della tecnica di riproduzione musicale, con la nascita dei dischi microsolco e delle incisioni speciali d'alta qualità, ha portato il gusto del pubblico a non accontentarsi più della comune voce « radiofonica », ma ad esigere esecuzioni di classe, il più possibile realistiche ed efficaci. E' nata così una tecnica speciale nella Bassa Frequenza, definita « Alta Fedeltà » - Hi Fi. Questo volume è dedicato al tecnico ed all'amatore, che desidera conoscere quanto è necessario per affrontare tecnicamente il campo nuovo della riproduzione ad elevata qualità musicale. La tecnica della registrazione, dal microfono al disco Hi Fi, e quella della riproduzione, dal pick up ai circuiti equalizzatori, preamplificatori, amplificatori di potenza, ed infine la diffusione con sistemi multipli d'altoparlanti, per effetti « 3D » e stereofonici, è trattata ampiamente, con abbondanza di schemi e dati pratici, non disgiunti dalle necessarie trattazioni teoriche. Un panorama di schemi dei più importanti apparecchi Hi Fi del mondo, l'analisi delle due correnti, Americana e Germanica, lo studio dei circuiti dovuti ai più grandi nomi della tecnica di BF, Williamson, Leack, e molti altri, fanno inoltre del libro un manuale assai comodo anche per il tecnico più evoluto ed il radioriparatore. In esso sono riportati inoltre nuovissimi schemi a transistori, e le caratteristiche — in appendice — delle più diffuse valvole per Hi Fi.

Volume di pagg. VIII - 344 - formato 15,5 x 21,5 con 226 illustrazioni - copertina a colori.

L. 3.300

N. CALLEGARI

Radiotecnica per il laboratorio

Questa opera, che esce nella sua seconda edizione, riveduta ed ampliata, è fra le fondamentali della letteratura radiotecnica italiana.

La materia in essa trattata è sempre attuale in quantochè riguarda le nozioni teoriche e pratiche relative al funzionamento ed alla realizzazione degli organi essenziali dei circuiti radioelettrici.

La modulazione di frequenza, la televisione e le molteplici applicazioni moderne della radiotecnica, non appaiono necessariamente in questo volume, ma in esso troviamo tutti gli elementi utili alla progettazione ed al calcolo delle parti per esse essenziali.

Caratteristica precipua dell'opera è la costante connessione logica nella trattazione degli argomenti, sia nel loro aspetto teorico che in quello pratico, che le conferisce un notevole valore propedeutico.

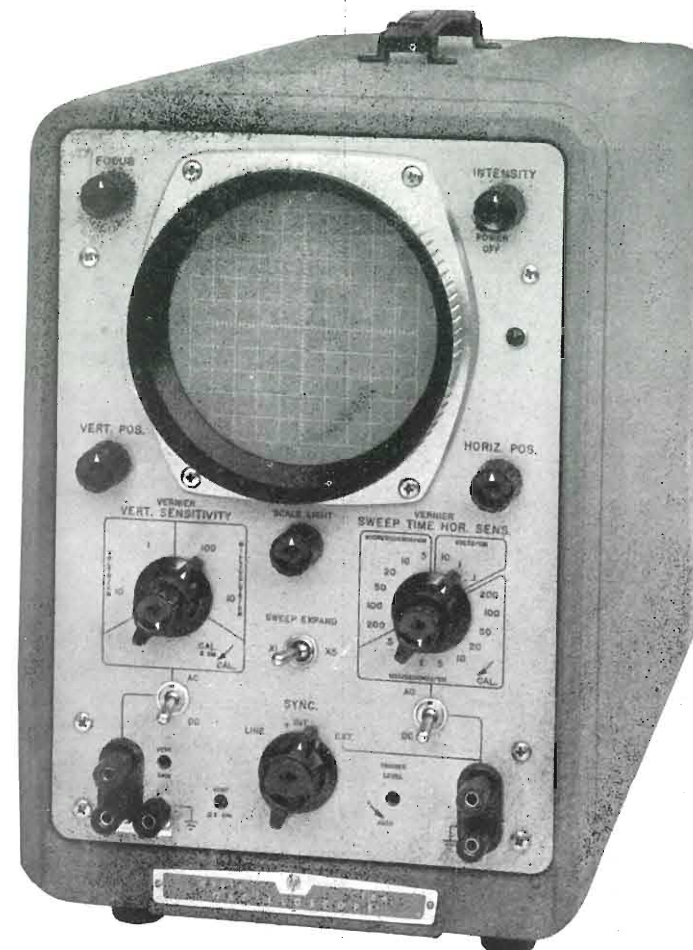
Lo sviluppo dell'indirizzo pratico, i numerosi abaci e nomogrammi, la completezza delle formule, fanno di questo volume un prezioso alleato del radiotecnico progettista a cui esso è dedicato.

Volume di pagg. VIII - 368 - formato 15,5 x 21,5 con 198 illustrazioni e 21 abaci - copertina a colori.

L. 3.000

Editrice
IL ROSTRO - Milano

HEWLETT-PACKARD CO.

PALO ALTO (U. S. A.)

Mod. 120 A

ECCO IL 120A

E' IL PIU' ECONOMICO
OSCILLOSCOPIO
DI ALTA QUALITA'

E' NUOVO

- **Pannello semplice - Pochi comandi - Misure più rapide e più facili !**
- **Considerate le caratteristiche tecniche - Da c.c. a 200 kc. - Sganciamento automatico, alta sensibilità ed assoluta precisione.**
- **D'altissima qualità - Robusto - Portatile (leggerissimo).**

SPAZZOLAMENTO (SWEEP)
Sganciamento: interno, esterno, oppure con tensione di linea.
Sganciamenti automatici: interno per una deflessione di cm. 0,5, oppure esterno per 2,5 V. picco a picco. Linea di base presente sullo schermo in assenza di segnale. Nessun controllo di sincronizzazione.
Portate di sweep: 15 tarate nelle sequenze 1-2-5, da 5 μsec/cm. a 200 msec/cm.; precisione ±5%; verniero con rapporto 2,5 : 1 (diminuise la velocità di spazzolamento). Espansione X 5 dello sweep applicabile a tutte le portate.
AMPLIFICATORE VERTICALE
Larghezza di banda:
accoppiamento alla c.c. - dalla c.c. a 200 kc.
accoppiamento alla c.a. - da 2 Hz./sec. a 200 kc.
4 portate tarate: 10 mV./cm., 100 mV./cm., 1 V./cm., 10 V./cm. - precisione ± 5%; verniero con rapporto 10 : 1.
Entrata bilanciata: sulla portata 10 mV./cm.
Calibratore interno per la taratura di ampiezza.
AMPLIFICATORE ORIZZONTALE
3 portate tarate: 0,1 V./cm.; 1 V./cm.; verniero con rapporto 10 : 1.
Larghezza di banda: come per l'amplificatore verticale.
GENERALITA'
Tubo a raggi catodici: tipo 5AQP1, con potenziale d'accelerazione di 2.500 V.
Modulazione di intensità (asse Z): tramite terminali, posti sulla parte posteriore dello strumento.
Potenza d'entrata: circa 130 watt.
Alimentazioni in c.c.: completamente stabilizzate.

Permetteteci di presentarVi brevemente questo nuovo oscilloscopio HEWLETT-PACKARD. E' stato progettato apposta per un semplice funzionamento, precisione e sicurezza. Pesa pochissimo; solamente 15 Kg. circa.

E' quotato ad un prezzo moderato, ma ciò non è a discapito della qualità e delle possibilità d'impiego.

Le velocità di sweep sono sufficientemente basse per calcoli nel campo meccanico e medico, ed abbastanza rapide pei più rapidi fenomeni transitorî. Vi è un'espansione di spazzolamento X5 ed un verniero per dare un controllo continuo della velocità di spazzolamento. Gli spazzolamenti tarati sono 15, le sequenze 1-2-5.

Gli amplificatori, verticale ed orizzontale, tarati hanno le identiche larghezze di banda per le misure di fase. L'alta sensibilità permette in molti casi di lavorare direttamente dai trasduttori.

L'alta stabilità viene assicurata da un'alimentazione stabilizzata, che comprende una alimentazione stabilizzata del filamento dell'amplificatore mediante transistore.

Il tubo a raggi catodici 5AQP1 può venire tolto facilmente dal pannello frontale; il filtro viene cambiato in 30 secondi. Il 5AQP1 è il medesimo tubo a raggi catodici montato sui più costosi oscilloscopi HEWLETT-PACKARD. Esso dà un responso lineare, un'uniforme intensità della traccia, ed una perfetta messa a fuoco su tutta la superficie del tubo. La grata è completamente illuminata.

Potete senz'altro considerare l' - hp - mod. 120A come l'oscilloscopio con maggiori possibilità d'applicazione mai lanciato fino ad ora sul mercato ad un prezzo così conveniente. Le sue proprietà tecniche sono adattissime per calcoli di precisione in laboratorio o per calcoli di produzione in stabilimenti. L'oscilloscopio - hp - mod. 120AR (tipo da pannello) è l'ideale per applicazioni su installazioni fisse e su quadri di comando.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA: **DOTT. ING. M. VIANELLO**
MILANO - Via L. Anelli, 13 - Telefoni 553.081 - 553.811

V° Rassegna Elettronica e Nucleare - dal 16 al 30 Giugno - Palazzo dei Congressi - E.U.R. - ROMA
ESPONIAMO ALLO STAND N. 45 (Salone Centrale)

Geloso

PREAMPLIFICATORE MISCELATORE G 290-A

PREAMPLIFICATORE MICROFONICO A 5 CANALI D'ENTRATA INDIPENDENTEMENTE REGOLABILI E MISCELABILI ALIMENTAZIONE INDIPENDENTE A TENSIONE ALTERNATA

MISURATORE DEL LIVELLO BF FACOLTATIVAMENTE INSERIBILE IN OGNUNO DEI DIVERSI CANALI D'ENTRATA E IN QUELLO D'USCITA

PER USI PROFESSIONALI, PER I GRANDI IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE, QUANDO OCCORRA MESCOLARE DIVERSI CANALI D'ENTRATA

Prezzo
L. 56.000
T.R. L. 220
completo di mobile

ALTA FEDELTA'

G233-HF / G234-HF - COMPLESSO AMPLIFICATORE ALTA FEDELTÀ

Prezzo L. 66.500 - T.R. L. 385 completo di mobile

POTENZA MASSIMA BF 15 WATT CON DISTORSIONE INFERIORE ALL'1%.
5 canali d'entrata - Equalizzatore - Controllo indipendente delle frequenze alte e di quelle basse - 1 filtro taglia alti - 1 filtro taglia bassi - Uscita per linea a bassa impedenza (60 mV; 100 ohm) - Guadagno: entrata 1) = 66,5 dB; entrata 2) = 35,5 dB; entrata 3) = 38,5 dB; entrata 4) = 39,5 dB; entrata 5) = 66,5 dB - Risposta: lineare da 30 a 20.000 Hz ± 1 dB - Controllo della risposta: con filtro passa basso (taglio a 20 Hz); con filtro passa alto (taglio a 9000 Hz); con regolatori manuali delle frequenze alte e di quelle basse; equalizzatore per registrazioni fonografiche su dischi microsolco oppure a 78 giri - Intermodulazione tra 40 e 10.000 Hz: inferiore all'1 %.

G232-HF - AMPLIFICATORE ALTA FEDELTA 20W

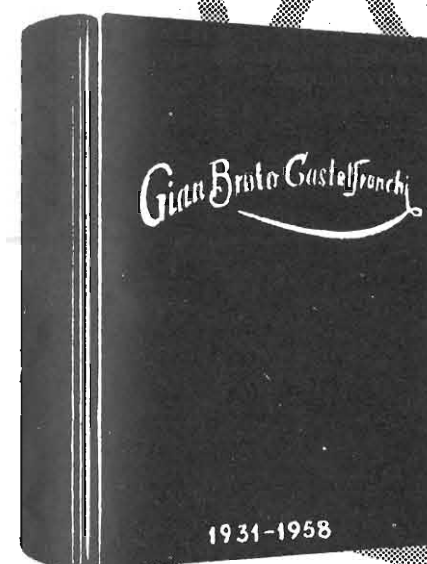
POTENZA MASSIMA 20 W CON DISTORSIONE INFERIORE ALL'1 %.
Guadagno: micro 118,9 dB; fono 92,9 dB - Tensione di rumore: ronzio e fruscio 70 dB sotto uscita massima - Risposta alla frequenza: lineare da 30 a 20.000 Hz (± 1 dB) - Distorsione per la potenza d'uscita nominale: inferiore a 1 % - Intermodulazione tra 40 e 10.000 Hz con rapporto tra i livelli 4/1: distorsione inferiore a 1 % per un segnale il cui valore di cresta corrisponde a quello di un'onda sinusoidale che dà una potenza di uscita di 20 W. - Circuiti d'entrata: 2 canali micro (0,5 MΩ) - 1 canale pick-up commutabile su due entrate. Possibilità di miscelazione tra i tre canali. - Controlli: volume micro 1; volume micro 2; volume fono; controllo note alte; controllo note basse - Controllo frequenze: alte a 10 kHz da +15 a —26 dB; basse a 50 Hz da +15 a —25 dB.

Prezzo L. 59.000 - T.R. L. 385 completo di mobile

GELOSO s.p.a. - viale Brenta, 29 - MILANO 808

No?... è una interessantissima enciclopedia dell'elettronica Contiene:

- **oltre 500 pagine**
- **più di 1500 illustrazioni**
- **numerosi schemi**
- **tutte le novità**
- **nuovi prezzi 1958**

In distribuzione presso i migliori rivenditori di apparecchi e materiale radio e TV. Potrete riceverlo subito al V/indirizzo al prezzo di L. 2000 servendoVi per le ordinazioni del tagliando a fianco. Uno sconto del 10% verrà praticato se sarà versato anticipatamente l'importo sul nostro c/c postale 3/23395

Via Petrella 6 - Milano

Speditemi il vs. catalogo al sotto elencato indirizzo

Cognome ____________________
Nome ____________________
via ____________________
città ____________________
Provincia ____________________

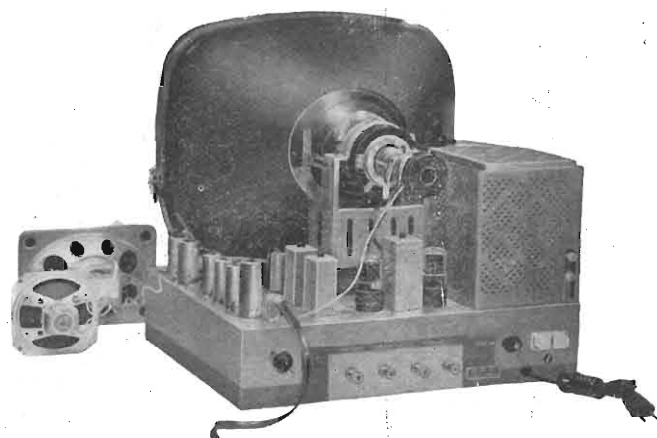
Ho già versato l'importo di L. 1.800 sul vs. c/c. 3/23395

A. B. R. MARCONIANA

Via Taormina, 38/c
MILANO
Tel. 683447 - 602605

Scatole di montaggio - Apparecchi montati con mobile o senza
Spedizioni in tutta Italia

Questo è l'interno dei nostri Televisori
un montaggio solidissimo! un gioiello di costruzione!

Nuovissimi per
LINEA FINEZZA QUALITÀ

Scrivendoci verrà inviato GRATUITAMENTE il listino prezzi e cataloghi degli apparecchi e scatole montaggio - Specificare se radiotecnico, venditore, costruttore o radioamatore - La scatola di montaggio può essere richiesta in più pacchi - Telaietti gruppo cascode 12 canali, e tutti gli altri componenti vengono spediti già tarati - Alla scatola di montaggio è annesso GRATUITAMENTE, oltre agli schemi, descrizioni e piani di montaggio, una pubblicazione sui principii della Televisione, funzionamento dei circuiti ecc.

Per zone libere cerchiamo concessionari regionali

GENERATORE SWEEP-MARKER
Mod. 103

« E' una realizzazione compatta ad alto livello funzionale, con ampie prestazioni, sicuri controlli, vasta flessibilità d'impiego. Il Generatore Sweep, in due gamme, raggiunge senza difficoltà la profondità di modulazione di 20 mhz. Marker in 6 gamme da 4-220 Mhz in fondamentale. Ogni sede di ogni strumento tarato punto per punto. Calibrazione del Marker con il segnale campione a 5,5 Mhz del Marker fisso controllato a cristallo di quarzo. Cancellazione e regolazione di fase del Blamking. Regolazione della fase del segnale per l'asse tempi dell'oscilloscopio ».

OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA
Mod. 106

Le dimensioni del nuovissimo tubo R. C. DG7/5 hanno permesso la costruzione di questo strumento, per il peso e le dimensioni realmente portatile. - La moderna concezione del tubo DG7/5 consente a tutte le caratteristiche di uno strumento di analisi il circuito è sviluppato per le più vaste esigenze di linearità, sensibilità, larghezza di banda passante.

GENERATORE SVEEP-MARKER
Mod. 104

E' uno strumento studiato e realizzato per il servizio TV a domicilio. Le sue prestazioni coprono largamente le esigenze della normale periodica revisione del televisore; le sue dimensioni ridottissime e la solidità della costruzione rendono agevole e sicuro il trasporto.

IARE - TORINO - Via Madama Cristina, 95 - Tel. 682.935
IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE

una *grande novità*

della
BIBLIOTECA TECNICA PHILIPS

BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE PHILIPS

è uscito

INTRODUZIONE AL SERVIZIO TV

di H. L. Swaluw e J. Van der Woerd

in lingua italiana

indice

Formazione dell'immagine per mezzo di righe ● Il cinescopio e sua costituzione ● Focalizzazione e deflessione ● Analisi interlacciata ● Il segnale video ● I segnali di sincronismo ● Definizione raggiungibile e larghezza di banda ● Alcune immagini di prova ● I transitori nei circuiti RC ● Modificazione degli impulsi rettangolari nei circuiti integratori e differenziatori RC ● Generazione di tensioni a denti di sega ● Il segnale RF ● Descrizione dello schema di principio e dello schema particolareggiato dei circuiti di un moderno ricevitore TV ● Strumenti di misura per il servizio a domicilio ● Tabelle di misura; misure punto per punto sul ricevitore completo ● Ricerca sistematica del guasto nel ricevitore TV ● Il monoscopio ● Il moderno selettore « turret » a tamburo ● Il sistema intercarrier ● Diagnosi di guasti dall'esame di difetti dell'immagine.

caratteristiche

pagine: 300 ● illustrazioni: 340
tavole: 3 fuori testo
rilegatura: tela ● prezzo L. 3.500

Sconto del 10% ai clienti PHILIPS

SIMPSON

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

ECCO IL NUOVO 260!

Con molte caratteristiche nuove che lo migliorano e lo rendono più utile di prima

NUOVE CARATTERISTICHE

Commutatore per l'inversione delle polarità: rende le misure in c.c. più semplici e veloci .... nessuna inversione dei cordoni.

Nuove portate: 50 Microampere-250 Millivolt: rendono possibili misure più sensibili.... campo di misura delle correnti esteso in sei facili portate.

Scale in due colori (Nero e Rosso): per letture rapide e minore facilità di errori.

Circuiti meno caricati: la sensibilità delle portate di tensione in c.a. elevata a 5.000 ohm-per-volt.

Portate in DBM di uso frequente: —20 DBM a +50 DBM, 1 milliwatt in 600 ohm.

Aumentato il campo di frequenza nelle misure in c.a.: 5 a 500.000 p/s.

Raddrizzatore a doppia semionda: fornisce misure di tensione in c.a. più precise.
Robusto circuito stampato.

PORTATE:

Volt. c.c. (20.000 ohm/V.): 250 mV., 2,5-10-50-250-1000-5000 V.
Volt c.a. (5.000 ohm/V.): 2,5-10-50-250-1000 - 5000 V.
Volt c.a. (con un condensatore interno in serie da 0,1 μf): 2,5-10-50-250 V.
Decibels: da —20 a +50 db. in 4 portate.
Ohm: 0-2.000 ohm, 0-200.000 ohm; 0-20 megaohm.
Microampere c.c.: 50 - **Milliampere** c.c.: 1-10-100-500 - **Ampere c.c.:** 10.

IL TESTER PIÙ VENDUTO NEL MONDO (SINO AD OGGI 3/4 DI MILIONE DI ESEMPLARI)

Agente Esclusivo per l'Italia: **Dott. Ing. MARIO VIANELLO** - Via L. Anelli, 13 - **Milano** - Tel. 553.081 - 553.811

ORGANIZZAZIONE **"FAMULUS"** PER L'ITALIA
DOTT. **DALL'OLIO** - FIRENZE - VIA VENEZIA, 10 - TELEFONO 588.431

KRYLON INC. PHILADELPHIA, U. S. A.

Il KRYLON TV, applicato con lo spruzzo a tutte le connessioni di Alta Tensione (bobine, zoccoli, isolanti del raddrizzatore, trasformatore, ecc.), previene l'effetto **corona**, frequente causa di **rigature** e **sfioccamenti** sullo schermo TV. L'applicazione del KRYLON TV elimina pure la formazione di **archi oscuri** causati dall'umidità.

Assicurate il massimo rendimento e più lunga durata agli impianti televisivi con soluzione acrilica ***KRYLON TV***

Concessionario di vendita per l'Italia:
R. G. R.
CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TEL. 8480580

Valigie Amplificatrici

Modello 615

con apparecchi

Garrard

a 4 velocità

Modello 600

Ottenibili presso i migliori rivenditori

TESTERS ANALIZZATORI - CAPACIMETRI - MISURATORI D'USCITA

MODELLO BREVETTATO 630 «ICE» E MODELLO BREVETTATO 680 «ICE»

Sensibilità 5.000 Ohms x Volt — **Sensibilità 20.000 Ohms x Volt**

Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive **essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica** e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

IL MODELLO 630 presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in CC. che in C.A. (5.000 Ohms × Volt)
- 27 PORTATE DIFFERENTI
- **ASSENZA DI COMMUTATORI** sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale 0 dB = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITA'** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 «cento» megaohms!!!).
- Strumento antiurto con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90x80) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96x140 - **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680 è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** Il numero delle portate è ridotto a 25 compresa però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630 — L. 8.860!!!
Tester modello 680 — L. 10.850!!!

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. Stabilimento. **A richiesta astuccio in vinipelle L. 480.**

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - Via Rutilia, 19/18 - Telef. 531.554 - 5 - 6

---

non corrode la punte dei saldatori

FILO AUTOSALDANTE

3

anime deossidanti resina esente da cloro

massima velocità di saldatura

sviluppo minimo di fumo

ITALIANA

VIA CARNIA, 30
TEL. 287.166
MILANO

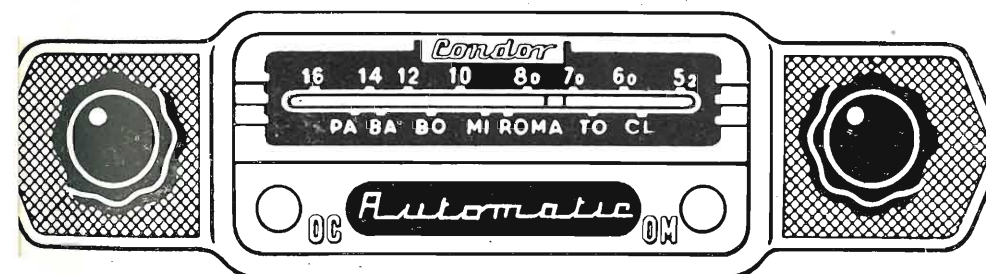
Condor

Automatic

l'autoradio a transistors che

cerca

sceglie

sintonizza

le stazioni radio **da solo**

4 transistors
4 valvole
2 diodi

modelli per tutti i tipi di vetture italiane

DOTT. ING. **G. GALLO** S.P.A. ELETTROMECCANICA **Condor**

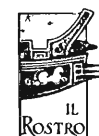
MILANO
VIA U. BASSI, 23/A • TEL. 600.628 - 694.267

GIUGNO 1958

XXX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70 (2% imposta generale sull'entrata)**; estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Pag.

Editoriale

Televisione

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

Crisi, Industria e Commercio

L'evidente disagio economico che si sta diffondendo già da qualche tempo anche nel nostro Paese, sia sotto l'appellativo di « crisi » che sotto quello meno impegnativo di « recessione » sta preoccupando seriamente tutta la Nazione ed in modo particolare il nostro settore Radio TV. Anche se i periodici bollettini informativi emessi dai competenti organi del Governo, rassicurano che « tout va bien, madame la Marquise ».

Chi scrive le presenti note non è un economista, ma non può fare a meno di notare ciò che salta all'evidenza di ogni persona dotata di un pizzico di buon senso e di spirito di osservazione.

Le statistiche, inesorabili ed inflessibili nella loro crudezza numerica, ci dicono che si è prodotto e venduto un certo volume di merci: non ci dicono però se tale produzione e tali vendite siano state rimunerative. E cioè se il prezzo di vendita del costruttore abbia coperto totalmente i costi di produzione e vendita con un minimo ragionevole di utile e se il compratore abbia pagato regolarmente la merce acquistata. Nel momento attuale le vendite a credito incidono paurosamente sui profitti reali ed il mercato è impiegato in una rischiosa alternativa fra vendite e riscossioni. Inquadrato così in rapida sintesi l'andamento odierno del mercato radio TV, vediamo di analizzarne le cause generali e particolari.

Facendo quindi astrazione dalla crisi economica più o meno profonda oggi indubbiamente in atto in tutti i settori commerciali, non sarà difficile localizzare la concausa più determinante nel crescente disinteresse che il pubblico dimostra per la TV.

Mentre la RAI si sbraccia a conclamare che la TV italiana è da considerarsi in prima linea nei confronti dell'arena internazionale, una recente statistica europea colloca l'Italia agli ultimi posti come numero di telespettatori.

Nè si può affermare che il potere d'acquisto medio della popolazione italiana è talmente basso ovvero è deviato verso altri settori, inquantochè è ormai notorio (a torto od a ragione, non è il caso di soffermarci su questa circostanza) che il pubblico italiano dedica annualmente molti miliardi per spese voluttuarie, incidendo talvolta profondamente su modesti bilanci familiari.

Per contro notiamo il crescente aumento del numero di telespettatori in nazioni che come la Germania, hanno iniziato il servizio televisivo dopo di noi. Già in molte altre occasioni abbiamo citato l'esempio dell'Inghilterra che ha potuto in pochi anni superare il cospicuo numero di otto milioni di abbonati alla TV, promuovendo l'interesse del pubblico, mediante l'istituzione di un secondo programma d'iniziativa privata, in concorrenza con la B.B.C. che possedeva sino a 2 anni or sono il monopolio delle trasmissioni TV. Ma ciò che è interessante notare per noi italiani nel momento di crisi attuale, è che dopo il pieno successo commerciale e di interesse pubblico dell'iniziativa della TV commerciale gestita dalla I.T.A. è sorta recentemente una seconda iniziativa del genere (T.W.W.) che mette in onda un terzo programma TV (regionale per il Galles) e presto ne sorgerà un'altro pure regionale, portando così a quattro i programmi inglesi della TV.

I primi a beneficiare di queste iniziative sono stati naturalmente i costruttori ed i commercianti che hanno visto prosperare le loro attività in modo veramente cospicuo, nonostante la « recessione » ormai più o meno diffusa in tutto il mondo.

Che cosa se ne deve concludere?

La risposta è evidente e spontanea. Occorre stimolare l'interesse del pub-

(il testo segue a pag. 285)

L'Amplificazione a Video Frequenza

Iniziamo la pubblicazione di tre articoli riguardanti gli amplificatori a larga banda a video frequenza, ai quali seguiranno alcuni esercizi interamente svolti con l'applicazione numerica dei metodi e delle formule contenuti in tali articoli. Gli esercizi consentiranno di raggiungere rapidamente risultati pratici dimostrando come il passo tra teoria e pratica sia assai più breve di quanto credano molti nostri Lettori.

dott. ing. Antonio Nicolich

1. - REQUISITI DELL'AMPLIFICATORE VIDEO.

La funzione dell'amplificatore video è quella di amplificare la tensione a V.F. di uscita del 2° rivelatore fino al livello sufficiente a pienamente modulare il T.R.C. Si intende per piena modulazione, secondo le norme provvisorie italiane, quella che genera un bianco e un grigio con un rapporto di contrasto di 5 a 1 in condizioni medie di luminosità del quadro bianco $\geq$ 80 lux quando il bianco sia trasmesso al 10% della portante massima ed il nero al 75%.

La tensione di uscita a V.F. del 2° rivelatore è dell'ordine di 2,5 V punta a punta. La polarizzazione di interdizione di un T.R.C. è in media di 50 V, cui corrisponde il livello del nero; poichè l'elettrodo di controllo non deve mai diventare positivo, è necessario che l'ampiezza del segnale in corrispondenza del massimo bianco non superi 50 V. Da questi limiti si deduce subito che il guadagno dell'amplificatore video è dell'ordine di 50/2,5 = 20, che non è difficile da ottenersi con un solo stadio. Pertando l'amplificatore video consiste generalmente in uno stadio alla cui griglia è applicata la tensione ai capi del carico del 2° rivelatore, e la cui uscita in placca è accoppiata al T.R.C.

La gamma di frequenze che interessa l'amplificazione video si estende da pochi Hz (meglio se da frequenza zero) a 5 MHz per lo standard italiano. Il tempo di ritardo di tutta la gamma deve essere costante, mentre lo sfasamento deve essere proporzionale alla frequenza. Per tempo di ritardo di un circuito si intende il tempo espresso in secondi (o in sottomultiplo) di cui anticipa (ritardo negativo, sfasamento negativo), ovvero ritarda (ritardo positivo, sfasamento positivo) il segnale di uscita dal circuito rispetto al segnale di entrata applicato allo stesso. Lo spostamento di fase φ si misura in gradi ed è legato al tempo di ritardo τ dalla seguente semplice relazione:

$$\varphi = 360 f \tau \qquad [1]$$

dove φ è in gradi, f in Hz, τ in secondi.

È fondamentale per l'assenza di distorsione di fase che lo spostamento di fase sia proporzionale alla frequenza.

Foggiando la curva di risposta dell'amplificatore video in modo da presentare un taglio netto oltre i 5 MHz, si ottiene di eliminare il residuo di battimento a 5,5 MHz fra le portanti video e audio, quasi sempre presente anche dopo la rivelazione ed imputabile a scarsa efficienza del circuito trappola sonora negli stadi di FI video.

In fig. 1 sono rappresentati: in *a*) uno stadio finale video a pentodo accoppiato al T.R.C.; in *b*) un circuito di rivelazione a diodo il cui carico è uguale a quello del pentodo in *a*); in *c*) un circuito come in *b*) ma colla placca del diodo collegata a massa, il circuito di carico è come per i due precedenti circuiti. La fig. 1 dimostra l'equivalenza del circuito di carico di uno stadio amplificatore di uscita video con quello di uno stadio rivelatore a diodo. In fig. 1 *c*) il condensatore C_1 si carica durante i periodi di conduzione del diodo e si scarica sulla resistenza R_c (che è la resistenza di carico del diodo rivelatore) generando il segnale video immagine da applicare alla griglia dello stadio amplificatore. L_1 e C_2 costituiscono un filtro passa basso, che trasmette il segnale a V.F., mentre blocca la frequenza intermedia. Per uno stadio finale video si può usare un pentodo a corrente costante, ovvero un triodo a tensione costante. È però preferibile il pentodo, perchè il triodo presenta una forte capacità di entrata, che rende difficile l'amplificazione delle frequenze video più alte. Un circuito rivelatore video presenta caratteri intermedi fra quelli di generatore a corrente costante e di generatore a tensione costante. Dallo studio, che verrà effettuato in altro capitolo, dei circuiti rivelatori risulta infatti che dimezzando la resistenza R_c di carico, la tensione di uscita del rivelatore diminuisce appena da 0,6 V_i a 0,48 V_i, dove V_i è la tensione di punta del segnale applicato all'ingresso del circuito; questo comportamento si differenzia nettamente da quello di generatore a corrente costante, per il quale dimezzando la resistenza di carico si otterrebbe una tensione di uscita metà. A parità quindi di resistenza di carico un circuito di accoppiamento presenta una risposta meno uniforme quando è alimentato da un amplificatore video a pentodo, di quando è alimentato dal 2° rivelatore.

Fig. 1 - Analogia fra i circuiti di carico di un amplificatore video e di un rivelatore video. *a*) Amplificatore video accoppiato al tubo catodico. *b*) Lo stesso circuito di carico come in *a*) applicato ad un diodo rivelatore. *c*) Come in *b*) ma con diodo a massa.

2. - COMPORTAMENTO DI UN AMPLIFICATORE VIDEO AD ACCOPPIAMENTO A RC ALLE ALTE FREQUENZE.

2.1. - Amplificatore non compensato.

Un amplificatore del tipo a resistenza e capacità (v. fig. 2) deve presentare una bassa resistenza di carico: $R_c = 4$ kΩ, per ottenere un'amplificazione A all'incirca costante su tutta l'ampia gamma di frequenza video, secondo l'espressione:

$$A = G_m R_c \qquad [2]$$

in cui G_m è la mutua conduttanza del pentodo.

L'effetto delle capacità distribuite C_d verso massa è risentito alle alte frequenze perchè, risultando in parallelo alla resistenza R_c diminuisce la effettiva resistenza di carico come la frequenza aumenta, con conseguente minor amplificazione rispetto alle frequenze centrali della gamma.

Il circuito equivalente risultante è quello rappresentato in *b*) di fig. 2.

È chiaro che se R_c è alto (per es. 0,1 MΩ come nei normali amplificatori audio a resistenza e capacità) l'effetto di shunt da parte di C_d è notevole, mentre se R_c è basso (per es. 4 kΩ) la stessa C_d presenta una reattanza maggiore di 4 kΩ, l'effetto di shunt è modesto e l'amplificazione ci scapita poco. Si può osservare che in parallelo a R_c si trova pure la capacità C_1 di accoppiamento in serie con la resistenza di griglia del tubo catodico, ma essendo quest'ultima molto maggiore di R_c, l'effetto di shunt di C_1 e R_g è del tutto trascurabile.

Il circuito di fig. 2 è detto *non compensato* per ricordare che in esso non sono stati adottati elementi correttori per avere risposta uniforme.

Riferendoci al circuito equivalente *b*) si trova che l'impedenza anodica di carico $\mathbf{Z}_c$ risulta dal parallelo di R_c e dalla reattanza di C_d; quindi ricordando che $\omega = 2\pi f_s$

$$\mathbf{Z}_c = \frac{-R_c \dfrac{j}{\omega C_d}}{R_c - \dfrac{j}{\omega C_d}} = \frac{-j R_c}{\omega R_c C_d - j} = \frac{R_c}{j \omega R_c C_d + 1} \qquad [3]$$

Fig. 2 - Amplificatore video non compensato. *a*) Circuito pratico. *b*) Circuito equivalente alle alte frequenze.

Fig. 3 - Amplificatore compensato per le alte frequenze con una bobina L_1 di punta in parallelo. *a*) Circuito pratico. *b*) Circuito equivalente alle alte frequenze.

Il guadagno alle frequenze f > 0,4 MHz relativo al guadagno alle frequenze centrali (da circa 5 kHz a 0,4 MHz, per le quali l'impedenza di carico è praticamente uguale a R_c) si ottiene dividendo $\mathbf{Z}_c$ per R_c:

$$\text{guadagno relativo } \mathbf{A}_r = \frac{1}{1 + j\,\omega R_c C_d} \qquad [4]$$

Il modulo di questo guadagno complesso è uguale al rapporto fra i moduli del numeratore e del denominatore:

$$A_r = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_c C_d)^2}} \qquad [5]$$

La [5] fornisce la legge di variazione dell'amplificazione in funzione della frequenza. Per larghezza di banda si intende l'insieme di tutte le frequenze comprese fra 0 e la frequenza alla quale la risposta del circuito è ridotta a $1/\sqrt{2}$ del massimo, posto uguale a 1. Assumendo la capacità distribuita C_d = 20 pF, volendo una larghezza di banda pari a 5 MHz (video frequenza massima), ponendo $A_r = 0{,}707$, la [5] fornisce R_c = 1590 Ω. La curva rappresentativa della [5] mostra che la caduta rapida della risposta si verifica per le frequenze comprese fra 5 e 10 MHz, mentre a frequenze molto più alte la caduta è più moderata, per cui a 100 MHz si ha ancora un'uscita apprezzabile.

Dalla [5] risolta rispetto alla frequenza f, si ottiene:

$$f = \frac{1}{2\pi R_c C_d} \sqrt{\frac{1}{A_r^2} - 1} \text{ [Hz]} \quad [6] \quad (R \text{ in } \Omega;\ C_d \text{ in F})$$

la quale permette di calcolare la frequenza alla quale l'attenuazione ha un valore prefissato adottando un dato prodotto $R_c C_d$.

Si definisce *rapporto di pendenza* il rapporto K fra la frequenza corrispondente al guadagno relativo $A_r = 0{,}1$ e al frequenza corrispondente al guadagno relativo $A_r = 0{,}9$.

Per l'esempio sopra riportato si trova:

$$f_{0,1} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 1{,}59 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \sqrt{\frac{1}{0{,}01} - 1} = 49{,}5 \text{ MHz}$$

$$f_{0,9} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 1{,}59 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \sqrt{\frac{1}{0{,}81} - 1} = 2{,}46 \text{ MHz}$$

$$K = \frac{f_{0,1}}{f_{0,9}} = \frac{49{,}5}{2{,}46} = 20{,}2$$

La larghezza di banda B si ottiene ponendo nella [6] $A_r = 1/\sqrt{2}$:

$$B = \frac{1}{2\pi R_c C_d} \text{ [Hz]} \qquad [7] \qquad (R_c \text{ in } \Omega;\ C_d \text{ in F})$$

Questa fornisce subito il valore della resistenza R_c di carico da adottare per trasmettere la banda B con la capacità

distribuita C_d:

$$R_c = \frac{1}{2\pi C_d B}\ [\Omega] \qquad [8] \qquad (C_d \text{ in F};\ B \text{ in Hz})$$

Il guadagno alle frequenze centrali vale:

$$A = G_m R_c = \frac{G_m}{2\pi C_d B} \qquad [9]$$

Per un pentodo di conduttanza mutua $G_m = 5000\ \mu$A/V, si trova:

$$A = \frac{5\cdot 10^{-3}}{62{,}8\cdot 20\cdot 10^{-12}\cdot 5\cdot 10^{6}} = 7.95$$

ossia lo stadio amplifica 8 volte scarse.

Fig. 4 - Guadagno relativo di picco A_r e larghezza di banda B di un amplificatore compensato per le alte frequenze in derivazione rispetto a un amplificatore non compensato avente la stessa costante di tempo R_cC.

Si osservi che le formule precedenti sono analoghe a quelle relative ad una accoppiamento con un solo circuito accordato.

Per evitare di usare resistenze di carico così basse come quella sopra calcolata ($R_c = 1590\ \Omega$), che porta ad amplificazioni piccolissime, si ricorre all'uso di elementi correttivi, che aumentano il guadagno alle alte frequenze e permettono di ottenere maggior amplificazione alle frequenze centrali. Si ottiene pure il vantaggio di diminuire il rapporto di pendenza, ossia di avvicinare le frequenze $f_{0,1}$ e $f_{0,9}$, con che la curva di risposta presenta una caduta più rapida ed una forma più vicina alla rettangolare.

2.2. - Amplificatore compensato in derivazione.

Il metodo più usato è di disporre in serie colla resistenza di carico R_c una bobinetta L_1 di punta (peaking) come mostra la fig. 3, ossia in parallelo colla capacità C_d.

Dal circuito equivalente per le alte frequenze si deduce che la impedenza anodica Z_c del carico vale:

$$\mathbf{Z}_c = \frac{\dfrac{-j}{\omega C_d}(R_c + j\omega L_1)}{R_c + j\left(\omega L_1 - \dfrac{1}{\omega C_d}\right)} \qquad [10]$$

il cui modulo è espresso da:

$$Z_c = \frac{1}{\omega C_d}\sqrt{\frac{R_c^2 + (\omega L_1)^2}{R_c^2 + \left(\omega L_1 - \dfrac{1}{\omega C_d}\right)^2}} \qquad [10\ \text{bis}]$$

L'impedenza di carico alle frequenze centrali è sempre R_c, allora il guadagno relativo alle alte frequenze f si esprime col rapporto $\frac{Z_c}{R_c}$:

$$A_r = \frac{Z_c}{R_c} = \frac{1}{\omega R_c C_d}\sqrt{\frac{R_c^2 + (\omega L_1)^2}{R_c^2 + \left(\omega L_1 - \dfrac{1}{\omega C_d}\right)^2}} \qquad [11]$$

È facile constatare che ponendo $L_1 = 0$ nella [11] si ottiene nuovamente la [5] relativa all'amplificatore non compensato.

Colle seguenti posizioni:

$$a = \frac{L_1}{R_c^2 C_d} \qquad [12] \qquad\qquad b = (\omega R_c C_d)^2 \qquad [13]$$

la [11] diventa:

$$A_r = \sqrt{\frac{1 + a^2 b}{b + (a b - 1)^2}} \qquad [14]$$

La [14] dice che aumentando a, ossia prendendo L relativamente grande, si ottiene un picco di risposta verso l'estremo alto della banda. Si vuole determinare l'entità di questa sopraelevazione in funzione di a ossia delle costanti L_1, R_c, C_d.

Il massimo del guadagno corrisponde al minimo del suo inverso $\frac{1}{A_r}$ o anche dell'inverso del suo quadrato:

$$\frac{1}{A_r^2} = \frac{b + (a b - 1)^2}{1 + a^2 b} \qquad [15]$$

assumendo a come parametro e b come variabile indipendente, il minimo della [14] si verifica per il valore di b che annulla la derivata prima:

$$\frac{d}{d b}\left(\frac{1}{A_r^2}\right) = (1 + 2a^2 b - 2a)(1 + a^2 b) - a^2 + (b\, a^2 b^2 - 2 a b + 1) = 0, \text{ da cui } a^4 b^2 + 2a^2 b - a^2 - 2a + 1 = 0$$

Fig. 5 - Amplificatore compensato per le alte frequenze con una bobina L_2 di punta in serie. *a)* Circuito con L_2 successiva a C_1. *b)* Come in *a)* ma con L_2 precedente a C_1. *c)* Circuito con L_2 in serie a R_c. *d)* Circuito equivalente per le alte frequenze.

le cui soluzioni sono:

$$b = \frac{-1 \mp \sqrt{a^2 + 2a}}{a^2} \qquad [16]$$

È evidente che la soluzione negativa deve essere scartata, perchè b è il prodotto di fattori fisici essenzialmente positivi, inoltre ha pure l'espressione di una quadrato, perciò si ritiene semplicemente

$$b = \frac{\sqrt{a^2 + 2a} - 1}{a^2} \qquad [17]$$

Nella [17] il parametro a è soggetto alla limitazione di non rendere mai negativo b, ossia:

$$a^2 + 2a = 1$$

e successivamente:

$$a^2 - 2a - 1 = 0$$

$$a = -1 + \sqrt{1+1} = -1 + \sqrt{2} = 0{,}414$$

dunque si dovrà scegliere $L > 0{,}414\, R_c^2 C_d$.

La frequenza alla quale si verifica la sopraelevazione si ricava dalla [13]:

$$f = \frac{\sqrt{b}}{2\pi R_c C_d} = \frac{1}{2\pi R_c C_d\, a}\left(\sqrt{a(a+2)} - 1\right)^{1/2} \qquad [18]$$

Analogamente la [14] e la [17] forniscono il guadagno relativo A_r in corrispondenza del picco di risposta dovuto all'uso della induttanza L_1 di compensazione:

$$A_r = \frac{a}{\left(2\sqrt{a(a+2)} - 2a - 1\right)^{1/2}} \qquad [19]$$

La curva A_r di fig. 4 è la rappresentazione grafica della (19); da essa appare la massima sopraelevazione che si può ottenere è 1,47; in pratica conviene limitare il picco di risposta a circa 1,14 che si ottiene per $a = 0{,}65$. Normalmente si pone $a = 0{,}5$, cui corrisponde $A_r = 1{,}028$.

Assumendo $C_d = 20$ pF, $a = 0{,}5$, dalle [13] e [14] si ricava per la larghezza di banda $B = 5$ MHz:

$$b = (6{,}28\cdot 2\cdot 10^{-11}\cdot 5\cdot 10^6 R_c)^2 = (6{,}28\cdot 10^{-4} R_c)^2 = 3{,}95\cdot 10^{-7} R_c^2$$

$$A_r = \left\{\frac{1 + (\omega R_c C_d)^2 a^2}{(\omega R_c C_d)^2 + [(\omega R_c C_d)^2 a - 1]^2}\right\}^{1/2} = 0{,}707 =$$

$$= \sqrt{\frac{1 + 3{,}95\cdot 10^{-7} R_c^2\cdot 0{,}25}{3{,}95\cdot 10^{-7} R_c^2 + (3{,}95\cdot 10^{-7} R_c^2\cdot 0{,}5 - 1)^2}} \qquad [20]$$

risolvendo rispetto a R_c si trova successivamente:

$$1{,}95\cdot 10^{-14} R_c^4 - 0{,}986\, R_c^2 - 0{,}5 = 0$$

$$R_c^2 = \frac{0{,}986\cdot 10^{-7} + \sqrt{0{,}975\cdot 10^{-14} + 3{,}9\cdot 10^{-14}}}{3{,}9\cdot 10^{-14}} = 8{,}2\cdot 10^6$$

$$R_c = \sqrt{8{,}2\cdot 10^6} = 2865\ \Omega$$

che è sensibilmente maggiore del valore 1590 Ω precedentemente calcolato per l'amplificatore non compensato.

Dalla [12] si deduce:

$$L_1 = a R_c^2 C_d = 1/2\cdot 8{,}2\cdot 10^6\cdot 2\cdot 10^{-11} = 8{,}2\cdot 10^{-5} = 82\ \mu H$$

La frequenza alla quale si verifica il massimo del guadagno si calcola colla [18]:

$$f = \frac{1}{6{,}28\cdot 2{,}865\cdot 10^3\cdot 2\cdot 10^{-11}\cdot 0{,}5}\sqrt{\sqrt{1{,}25} - 1} =$$

$$= \frac{10^7}{1{,}735}\sqrt{0{,}12} = \frac{3{,}46}{1{,}735}\cdot 10^6 \simeq 2\ \text{MHz}$$

Se nella [20] si pone successivamente $A_r = 0{,}1$ e $A_r = 0{,}9$ in luogo di $A_r = 0{,}707$, e si risolve rispetto alla frequenza f, si trova che il rapporto di pendenza si aggira intorno a 8 in luogo di 20,2 trovato per l'amplificatore non compensato; l'uso della L_1 ha dunque resa più rettangolare la curva di risposta. La [20] calcolata per $A_r = 0{,}707$, risolta rispetto alla frequenza massima ossia alla larghezza B di banda, fornisce:

$$B = \frac{1}{2\pi R_c C_d}\left(\frac{a^2 + a - 0{,}5 + \sqrt{(a^2 + a - 0{,}5)^2 + a^2}}{a}\right)^{1/2} \qquad [21]$$

in cui il fattore entro parentesi rappresenta l'incremento della banda passante rispetto a quella $\frac{1}{2\pi R_c C_d}$ dell'amplificatore non compensato (v. formula [7]). Il grafico corrispondente è la curva segnata B in fig. 4. Da essa si deduce che il massimo della larghezza della banda si verifica per $a = 0{,}65$ e vale $1{,}85/2\pi R_c C_d$.

È allora giustificato assumere $a = 0{,}5$ cui corrisponde la $B = 1{,}8/2\pi R_c C_d$, che permette di calcolare agevolmente la R_c quando sia fissata B e nota C_d:

$$R_c = \frac{1{,}8}{2\pi B C_d}\ [\Omega] \qquad [22] \qquad (B \text{ in Hz};\ C_d \text{ in F})$$

A parità di C_d e B, coll'adozione di R_c più alto, la [22] assicura che il guadagno alle frequenze centrali per un amplificatore compensato con induttanza di punta in parallelo è 1,8 volte quello di un amplificatore non compensato; allora il guadagno di uno stadio costituito da un pentodo avente $G_m = 5000\ \mu$mho, sale da 7,95 a 14,3 per $B = 5$ MHz.

Per l'amplificatore compensato in derivazione vedi anche l'esercizio svolto n. 2 nella sezione esercizi e complementi.

2.3. - Amplificatore compensato in serie.

Altro metodo di correzione è quello di disporre l'induttanza L_2 di punta in serie al condensatore di accoppiamento C_1 secondo la fig. 5 prima o dopo di esso, infine la L_2 può precedere o seguire la resistenza di carico R_c. Il circuito equivalente per le alte frequenze, per le quali si può trascurare la presenza del condensatore di accoppiamento C_1 e della resistenza di griglia R_g, illustrato in fig. 5 *d)* mostra che il carico è costituito da una cellula a π, in cui il 1° ramo è costituito dal parallelo fra C_2 e R_c, il 2° ramo da L_2, il 3° ramo da C_3. L'impedenza $\mathbf{Z}_c$ di carico nel circuito, dette $\mathbf{Z}_1$, $\mathbf{Z}_2$, $\mathbf{Z}_3$ le impedenze dei singoli rami, è data da:

$$\mathbf{Z}_c = \frac{\mathbf{Z}_1\,\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3} = \frac{\dfrac{-j R_c/\omega C_2}{R_c - j/\omega C_2}\,(-j/\omega C_3)}{\dfrac{-j R_c/\omega C_2}{R_c - j/\omega C_2} + j\omega L_2 - j/\omega C_3}$$

Eseguendo le semplificazioni e dividendo per R_c si ottiene l'espressione del modulo del guadagno relativo:

$$A_r = \frac{\dfrac{1}{\omega^2 C_2 C_3}}{\sqrt{\left(\dfrac{1}{\omega C_2}\right)^2\left(\omega L_2 - \dfrac{1}{\omega C_3}\right)^2 + R_c^2\left(\omega L_2 - \dfrac{1}{\omega C_2} - \dfrac{1}{\omega C_3}\right)^2}} \qquad [24]$$

Con le seguenti posizioni:

$$a = \frac{L_2}{R_c^2 C_3} \qquad [25]$$

$$b = (\omega R_c C_3)^2 \qquad [26]$$

$$c = \frac{C_2}{C_3} \qquad [27]$$

da cui:

$$C_3 = \frac{C_2 + C_3}{c + 1} \qquad [27']$$

la [24] diventa:

$$A_r = \frac{1}{\sqrt{(a b - 1)^2 + b\,(a c b - 1 - c)^2}} \qquad [28]$$

La L_2 in serie produce, analogamente alla L_1 in derivazione del caso precedente, una sopraelevazione della risposta e del guadagno del circuito alle frequenze video più alte. Procedendo analiticamente in nodo analogo a quanto fatto per la L_1 in parallelo, assumendo b come variabile indipendente, a e c come parametri, si trova che il massimo di A_r, corrispondente al minimo di $\frac{1}{A_r^2}$, si ha per:

$$b = \frac{\sqrt{(c^2 + c + a)^2 - 6\,a\,c} + 2\,c^2 + 2\,c - a}{3\,a\,c^2} \qquad [29]$$

Fig. 6 - Guadagno relativo di un amplificatore a RC compensato in serie in funzione del parametro $\sqrt{b} = \omega\,R_c C_3$. Curva a): $c = 0,2$; $a = 0,8$. Curva b): $c = 0,5$; $a = 1$. Curva c): $c = 1$; $a = 1$.

la [29] si annulla per $a = (1 + c)^2/2$ [30]; ciò significa che si può avere un picco di risposta anche per $b = 0$.

Consideriamo i 3 casi di c uguale rispettivamente a 0,2, 0,5 e 1.

Per $c = 0,2$, la [30] dà $a \geq 0,72$, ponendo $a = 0,8$, la [29] fornisce $b = 0,3$; la [28] nelle stesse ipotesi dà $A_r = 1,012$.

La curva a) di fig. 6 rappresenta la variazione del guadagno relativo A_r in funzione del parametro $\sqrt{b} = \omega\,R_c\,C_3$, quando: $C = 0,2$; $a = 0,8$.

La curva di A_r presenta un rapporto di pendenza di circa 3, il che significa che la forma della curva di risposta è più vicina alla rettangolare di quella ottenibile con L_1 in derivazione. La larghezza B di banda si determina per la risposta ridotta a $1/\sqrt{2}$ del massimo, che si verifica per:

$$\sqrt{b} = \omega\,R_c\,C_3 = 1,448$$

da cui:

$$R_c = \frac{1,448}{2\,\pi\,B\,C_3}\ \Omega \qquad [31]$$

dalla [27] e [27'] si deduce:

$$C_3 = \frac{C_2}{0,2}$$

da cui:

$$C_3 = \frac{C_2 + C_3}{1 + c} = \frac{C_2 + C_3}{1,2}$$

che sostituito nella [31] dà:

$$R_c = \frac{1,74}{2\,\pi\,B\,(C_2 + C_3)}\ \Omega \qquad [32]$$

La [32] mostra che a parità di B e di capacità distribuita totale la compensazione con L_2 in serie porta ad un'amplificazione delle frequenze centrali leggermente minore della compensazione con L_1 in parallelo.

Per $c = 0,5$ secondo la [30] $a = 1,125$, si ha un massimo per $b = 0$; un altro massimo si ha per $b = 0,889$ (come si deduce sostituendo $a = 1,125$ nella [29]). Con $b = 0,889$ la [28] fornisce $A_r = 1,06$. La curva corrispondente ha valore unitario per $b = 0$, quindi diminuisce leggermente, per ripresentare un massimo a $b = \frac{1}{a} = \frac{1}{1,125} = 0,889$, di valore $A_r = \sqrt{a} = \sqrt{1,125} \simeq 1,06$, quindi degrada rapidamente a zero.

Se $a = 1$, il 1° massimo avviene a $b = 1$ e vale $A_r = 1$. Il rapporto di pendenza in questo caso è uguale a 2 circa, cioè la curva è ancora più vicina alla forma rettangolare (v. curva b) in fig. 6. La larghezza di banda B, per $A_r = 1/\sqrt{2}$, si verifica per $\sqrt{b} = \omega\,R_c\,C_3 = 1,516$, da cui:

$$R_c = \frac{1,516}{2\,\pi\,C_3\,B}\ \Omega \qquad [33]$$

Sostituendo nella [33] C_3 espresso in termini della capacità totale:

$$\frac{C_2 + C_3}{1 + c} = \frac{C_2 + C_3}{1,5}$$

si ha:

$$R_c = \frac{2,27}{2\,\pi\,B\,(C_2 + C_3)}\ \Omega \qquad [34]$$

Cioè l'adozione di $c = 0,5$ è particolarmente opportuna riguardo all'amplificazione delle frequenze centrali e per il rapporto di pendenza.

Es.: $C_2 + C_3 = 20$ pF; $B = 5$ MHz, la [34] fornisce: $R_c = 3620\ \Omega$; per un pentodo avente $G_m = 5000\ \mu$mho, il guadagno rispetto ad un amplificatore non compensato sale da 7,95 a circa 18. La [25], posto $C_3 = \frac{20\text{ pF}}{1,5} = 13,35$ pF fornisce $L_2 = a\,R_c^2\,C_3 = 1 \cdot (3,26 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,335 \cdot 10^{-11} = 171\ \mu$H.

Fig. 7 - Amplificatore video compensato per le alte frequenze con bobine di punta in serie e parallelo. a) Circuito pratico. b) Circuito equivalente per le alte frequenze.

Per $c = 1$, si ha un massimo per $a = 2$ e $b = 0$. Sostituendo $a = 2$ nella [29] si trova un secondo massimo per $b = 0,667$, con $A_r = 1,567$. L'andamento della curva di risposta presenta il valore unitario per $b = 0$, poi un sensibile avvallamento, quindi aumenta di nuovo al 2° massimo $= 1,567$, quindi cade molto rapidamente a zero. Per annullare il picco si dovrebbe fare $a = 0$; per $a = 0,1$ si ha un 2° massimo pari a 1,025, per $b = 19,5$.

Conviene adottare $a = 1$, con che si ha il 2° massimo uguale a 1,275, per $b = 1,577$.

La curva c) di fig. 6 rispecchia queste condizioni, ed è alquanto irregolare; tuttavia si dimostra opportuna per ottenere una buona curva di risposta globale quando sia combinata con la curva di uno stadio compensato in derivazione. La curva c) presenta un ottimo rapporto di pendenza.

La banda passante B è determinata al solito per $A_r = 1/\sqrt{2}$, che si verifica per $\sqrt{b} = \omega\,R_c\,C_3 = 1,52$, da cui

$$R_c = \frac{1,52}{2\,\pi\,C_3\,B}\ \Omega \qquad [35]$$

essendo $C_3 = C_2$ per $c = 1$, la [35] diventa:

$$R_c = \frac{3,04}{2\,\pi\,(C_2 + C_3)\,B}\ \Omega \qquad [36]$$

cioè l'adozione di L_2 in serie, con $c = 1$, porta ad un'amplificazione tripla per le frequenze centrali di quelle di uno stadio non compensato, ma la curva è irregolare.

Se si vuole porre $c = \frac{C_2}{C_3} = \frac{1}{2}$ non conviene aggiungere capacità parassite per ottenere questo valore del rapporto. Si può meglio disporre i componenti del circuito per raggiungere lo scopo. Così il condensatore di accoppiamento C_1 può precedere (v. fig. 5 a) o seguire (v. fig. 5 b) la bobinetta L_2, in tal modo la capacità distribuita dovuta a C_1 viene adottata per variare C_2 o C_3. Infine il circuito di fig. fig. 5 c), in cui la R_c segue in serie la L_2, presenta la facoltà di scambiare tra loro le impedenze $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_3$ senza alterare le formule calcolate per la compensazione con L_2 in serie.

Per evitare che piccole variazioni nel circuito, come la sostituzione del tubo elettronico, portino modificazioni nelle costanti con apparizione di picchi eccessivi, conviene disporre in derivazione alla L_2 una resistenza di smorzamento, che oltre a diminuire l'efficienza della bobina e a regolarizzare la curva di risposta, presenta anche il vantaggio di eliminare eventuali inneschi di oscillazioni alla frequenza naturale di risonanza L_2 con la sua capacità distribuita.

2.4. - Amplificatore compensato in serie-parallelo.

I due metodi precedenti impieganti induttanze di punta rispettivamente in parallelo ed in serie possono essere contemporaneamente usati per migliorare ulteriormente il prodotto guadagno — larghezza di banda nell'amplificazione video. Il nuovo sistema è rappresentato in fig. 7. Il circuito equivalente in fig. 7 b) è una cellula a π in cui la prima impedenza $\mathbf{Z}_1$ è costituita dal parallelo fra C_2 e R_c in serie ad L_1, la seconda impedenza $\mathbf{Z}_2$ è costituita dalla reattanza dell'induttanza L_2, la terza impedenza è costituita dalla reattanza di C_3. L'impedenza anodica $\mathbf{Z}_c$ risultante vale:

$$\mathbf{Z}_c = \frac{\dfrac{(R_c + j\,\omega\,L_1)(-j/\omega\,C_2)(-j/\omega\,C_3)}{R_c + j\,\omega\,L_1 - j/\omega\,C_2}}{\dfrac{(R_c + j\,\omega\,L_1)(-j/\omega\,C_2)}{R_c + j\,\omega\,L_1 - j/\omega\,C_2} + j\,\omega\,L_2 - j/\omega\,C_3} \qquad [37]$$

Il guadagno relativo A_r alle frequenze centrali, per le quali l'impedenza anodica vale R_c, si ottiene dividendo la [37] per R_c:

$$A_r = \frac{1}{\omega^2\,C_2\,C_3\,R_c}\sqrt{\frac{R_c^2 + (\omega\,L_1)^2}{\left[\omega\,L_1\left(\frac{1}{\omega\,C_2} + \frac{1}{\omega\,C_3} - \omega\,L_2\right) + \frac{1}{\omega\,C_2}\left(\omega\,L_2 - \frac{1}{\omega\,C_3}\right)\right]^2 + R_c^2\left(\omega\,L_2 - \frac{1}{\omega\,C_2} - \frac{1}{\omega\,C_3}\right)^2}} \qquad [38]$$

Ponendo: $b = (\omega\,R_c\,C_3)^2$ [26] $\quad c = \frac{C_2}{C_3}$ [27]

$$d = \frac{L_1}{R_c^2\,C_3} \qquad [39]$$

$$e = \frac{L_2}{R_c^2\,C_3} \qquad [40]$$

la [38] diventa:

$$A_r = \sqrt{\frac{1 - b\,d^2}{[b\,(d + c\,d + e) - b^2\,c\,d\,e - 1]^2 + b\,(b\,c\,e - 1 - c)^2}} \qquad [41]$$

in cui la frequenza entra al quadrato nel fattore b, mentre c, d, e sono costanti da determinarsi in ogni singolo caso. In generale si imposta il calcolo del circuito come per la compensazione in serie e si determina L_1 sperimentalmente in modo da ottenere il massimo prodotto guadagno-larghezza di banda compatibile con una curva di risposta rettangolare.

Fig. 8 - Sfasamento $\varphi°$ in funzione della frequenza. Curva a): amplificatore non compensato; $R_c = 1,59$ kΩ; $C_d = 20$ pF. Curva b): amplificatore compensato in parallelo; $R_c = 2,865$ kΩ; $C = 20$ pF; $a = 0,5$. Curva c) amplificatore compensato in serie; $R_c = 3,62$ kΩ; $C = C_2 + C_3 = 20$ pF; $C_3 = 13,35$ pF; $a = 1$; $C = 0,5$.

Anche in questo caso si può giocare sulla posizione del condensatore di accoppiamento C_1, per ottenere il circuito più opportuno dal punto di vista della compensazione alle alte frequenze.

Concludendo per la correzione delle alte frequenze video:

1°) la compensazione in derivazione comporta: l'induttanza L_1 è di valore tale da risuonare con le capacità di uscita del tubo e distribuite $C_2 + C_3$ ad una frequenza leggermente più alta della massima frequenza video da amplificare.

Il valore della resistenza R_c di carico anodico è circa uguale a 1,8 volte la reattanza della capacità totale alla massima frequenza video.

In generale si pone:

$$R_c = \frac{1,8}{\omega_{max}\,(C_2 + C_3)}$$

$$L_1 = \frac{1,8^2}{2\,\omega_{max}^2\,(C_2 + C_3)}$$

Il guadagno dello stadio è all'incirca costante su tutta la gamma e vale $G_m\,R_c$.

2°) la compensazione in serie comporta: l'induttanza L_2 risuona con la capacità di entrata del T.R.C. (o dello stadio

successivo) ad una frequenza leggermente più alta della massima frequenza video da amplificare. (La capacità C_1 in serie a C_3 è molto maggiore di C_3, e quindi può essere trascurata). Intorno alla risonanza la tensione ai capi di C_3 au-

Fig. 9 - Riproduzione di una barra nera in campo bianco con scarsità di alte frequenze. *a*) Segnale originale. *b*) Immagine riprodotta.

menta rispetto alle frequenze centrali compensando la caduta sulle alte frequenze. Il massimo guadagno si ottiene in corrispondenza di $c = \frac{C_2}{C_3} = 0,5$.

Il carico anodico può essere scelto $R_c = \frac{2,27}{\omega_{max}(C_2 + C_3)}$

Il guadagno di uno stadio compensato in serie è circa 1,3 volte quello di uno stadio compensato in derivazione perchè la R_c è derivata solo su C_2, essendo questa capacità separata da C_3 per mezzo di L_2, il che permette di aumentare R_c e quindi il guadagno.

3°) la compensazione serie parallelo comporta: l'adozione di R_c maggiore che nei due casi precedenti; un guadagno circa 1,8 volte rispetto alla compensazione in parallelo; la somma dei vantaggi presentati singolarmente dai due casi precedenti.

3. - SFASAMENTO ALLE ALTE FREQUENZE NEGLI AMPLIFICATORI VIDEO.

Si è detto che per l'assenza di distorsione l'amplificazione video deve essere costante da 0 a 5 MHz (mediante l'uso di induttanze di punta) e presentare un tempo di ritardo costante su tutta la gamma, il che avviene secondo la [1] $\varphi^o = 360 f \tau$ quando l'angolo φ di spostamento di fase è proporzionale alla frequenza. Occorre quindi determinare per i 3 tipi principali di amplificatori sopra studiati, la relazione fra lo spostamento di fase e la frequenza.

3.1. - Amplificatore video non compensato.

Dall'espressione [4] del guadagno relativo A_r si deduce che l'angolo di fase φ è dato da:

$$tg\,\varphi = \omega R_c C_d \qquad [42]$$

φ è da ritenersi positivo quando corrisponde ad un effettivo ritardo, negativo quando corrisponde ad un anticipo, perciò la [42] non è affetta dal segno meno, che risulta partendo dalla [4].

Es.: $R_c = 1590\ \Omega$; $C_d = 20$ pF; $R_c C_d = 1,59 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-11} = 0,0318\ \mu$sec;

$f = 5$ MHz; tg $\varphi = 6,28 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 3,18 \cdot 10^{-8} = 1 \quad \varphi = 45^o$

Aumentando la frequenza, φ cresce e tende a 90°, valore che raggiungerebbe per $f = \infty$ come mostra la curva *a*) di fig. 8, che rispecchia il caso di questo esempio numerico.

Per $f = 0$ la [42] fornisce $\varphi = 0$ e per extrapolazione grafica della curva rappresentativa della [1] risolta rispetto a τ, si trova che il tempo di ritardo raggiunge il suo massimo $\tau_{max} = 0,032\ \mu$sec. Il minimo di τ si ha per la frequenza di 5 MHz, per la quale si è giá riconosciuto che $\varphi = 45^o$ allora:

$$\tau_{min} = \frac{\varphi}{360 f} = \frac{45}{360 \cdot 5 \cdot 10^6} = 0,025\ \mu\text{sec}$$

La variazione $\Delta\tau$ nella gamma fino a 5 MHz è dunque: $\Delta\tau = 0,032 - 0,025 = 0,007\ \mu$sec, del tutto trascurabile.

3.2. - Amplificatore compensato in derivazione.

Dalla [10] dividendo per R_c si ottiene l'amplificazione relativa A_r in forma complessa:

$$\mathbf{A}_r = \frac{\frac{1}{\omega C_d}(\omega L_1 - j R_c)}{R_c\left[R_c + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_d}\right)\right]} \qquad [43]$$

Colle posizioni [12] e [13] già introdotte la [43] diventa:

$$\mathbf{A}_r = \frac{a\sqrt{b} - j}{\sqrt{b} + j(ab - 1)} \qquad [44]$$

di cui il modulo e l'angolo di fase valgono:

$$A_r = \sqrt{\frac{1 + a^2 b}{b + (ab - 1)^2}} \qquad [45]$$

$$\varphi = \text{ar tg}\frac{-1}{a\sqrt{b}} - \text{ar tg}\frac{ab - 1}{\sqrt{b}} = - \text{ar tg}\sqrt{b}(1 - a + a^2 b) \qquad [46]$$

da cui:

$$\text{tg}\,\varphi = \sqrt{b}(1 - a + a^2 b) \qquad [47]$$

assumendo $a = 1/2$ si ha:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{\sqrt{b}}{4}(2 + b) \qquad [48]$$

Es.: $R_c = 2865\ \Omega$; $C_d = 20$ pF; $f = 5$ MHz si ottiene:

$$\sqrt{b} = \omega R_c C_d = 1,8 \simeq 0,36 f \ (f \text{ in MHz})$$

Crescendo indefinitamente f, $\varphi \longrightarrow 90^o$, come mostra la curva *b*) di fig. 8, relativa a questo esempio numerico.

Mettendo in curva la [1] coi dati di questo esempio numerico, si deduce che il massimo tempo di ritardo si ha per $f = 5$ MHz e vale $\tau_{max} = 0,0373\ \mu$sec.

Analogamente si trova che per extrapolazione della curva di τ che $\tau_{min} = 0,033\ \mu$sec in corrispondenza di $f = 0$.

La variazione $\Delta\tau = 0,0373 - 0,033 = 0,0043\ \mu$sec, minore che nel caso precedente di amplificatore non compensato, quindi accettabilissima.

3.3. - Amplificatore compensato in serie.

L'espressione scalare [24] del guadagno relatico A_r di un amplificatore compensato con induttanza di punta in serie, può essere tradotta nella forma vettoriale:

$$A_r = \frac{\frac{1}{\omega^2 C_2 C_3}}{\frac{1}{\omega C_2}\left(\frac{1}{\omega C_3} - \omega L_2\right) + jR_c\left(\frac{1}{\omega C_2} + \frac{1}{\omega C_3} - \omega L_2\right)} \qquad [49]$$

Introducendo le costanti a [25], b [26], c [27], la [49] diventa:

$$\mathbf{A}_r = \frac{1}{1 - ab + j\sqrt{b}(1 + c - abc)} \qquad [50]$$

L'equazione vettoriale [50] si doppia nelle due scalari:

$$A_r = \frac{1}{[(1 - ab)^2 + b(1 + C - abc)^2]^{1/2}}$$

e

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{\sqrt{b}(1 + c - abc)}{1 - ab} \qquad [51]$$

assumendo $a = 1$ (cioè $L_2 = R_c^2 C_3$)

$$2c = \frac{1}{2} \quad \left(\text{cioè } C_2 = \frac{C_3}{2}\right)$$

la [51] fornisce:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{\sqrt{b}(3 - b)}{2(1 - b)} = \frac{\sqrt{b}(b - 3)}{2(b - 1)} \qquad [52]$$

Ponendo $R_c = 3620\ \Omega$; $C_2 + C_3 = 20$ pF; $C_3 = 13,35$ pF; $f = 5$ MHz, si ha:

$$\sqrt{b} = \omega R_c C_3 = 1,52 = 0,304 f \ (f \text{ in MHz})$$

Tracciando la curva *c*) di fig. 8 che rappresenta graficamente la (52) si ricava che l'angolo $\varphi \rightarrow 260^o$ quando la frequenza tende a infinito. L'inserzione di L_2 in serie comporta grandi angoli di sfasamento; a 5 MHz, $\varphi = 157^o\ 40'$. Il massimo tempo di ritardo si ha in corrispondenza di 5 MHz e vale $\tau_{max} = 0,0876\ \mu$sec; il minimo tempo di ritardo si verifica per $f = 0$ e si determina extrapolando la curva di τ ricavata dalla [1], tale minimo vale circa 0,072 μsec. La differenza di ritardo da 0 a 5 MHz è dunque $\Delta\tau = 0,0876 - 0,072 = 0,0156\ \mu$sec, questo valore è ancora accettabile, anche se maggiore di quello corrispondente al caso di compensazione in derivazione e di amplificatore non compensato.

Per le curve di τ relative ai tre tipi di amplificatori video vedi anche esercizio svolto n° 3 nella sezione esercizi e complementi.

4. - COMPORTAMENTO DEGLI AMPLIFICATORI VIDEO SOTTO L'AZIONE DELL'UNITÀ DI HEAVISIDE.

4.1. - Amplificatori correttamente compensati.

Presentano una risposta soddisfacente con guadagno relativo costante entro $\pm$ 1,5 dB fino a 5 MHz e praticamente esente da distorsione di fase. Un segnale a fronte ripido (prototipo l'unità di Heaviside) viene da essi riprodotto con sufficiente fedeltà.

Considerando un amplificatore compensato in derivazione con $a = 1/2$, il rapido passaggio dal nero al bianco, o viceversa, sarà riprodotto sullo schermo del T.R.C. da due zone, una nera e una bianca, nettamente separate da una linea ben distinta.

La curva della tensione di uscita in funzione del tempo presenta una lieve sopraelevazione e raggiunge rapidamente il valore unitario di regime.

Se però si pone $a = 1$, ossia si effettua una forte compensazione con una induttanza di valore doppio rispetto al caso ottimo, si è già detto che si provoca una punta sulla curva del guadagno relativo. La curva della tensione di uscita in funzione del tempo raggiunge un massimo relativo di 1,3, successivamente presenta un abbassamento, quindi si mantiene costantemente unitaria dopo circa 0,5 μsec. Il brusco passaggio dal bianco al nero produce sul T.R.C. una chiara linea molto brillante seguita da una zona di brillantezza ridotta; la riproduzione è cattiva.

Se per contro l'induttanza di correzione è troppo piccola ovvero viene del tutto abolita (caso di $a = 0$, amplificatore non compensato), poichè il carico anodico è ora costituito da una reistenza R_c in parallelo alla capacità, un segnale impulsivo applicato alla griglia provoca una tensione di uscita variabile con legge esponenziale crescente del tipo $V_u\ (t) = 1 - e^{-t/R_c C}$.

La tensione di uscita non cresce rapidamente, ma richiede un certo tempo per raggiungere il massimo suo valore, perciò il rapido passaggio dal bianco al nero appare sullo schermo come una variazione graduale, che rende l'immagine offuscata, che è indizio sicuro di deficienze delle alte frequenze video. La fig. 9 rappresenta come una barra orizzontale nera su fondo bianco viene riprodotta sullo schermo da un amplificatore non compensato per le alte frequenze; in essa si nota una caratteristica coda sfumata nera. Per le curve di risposta dell'amplificatore compensato in derivazione al segnale unitario con $a = 0,5$; $a = 1$; $a = 0$, v. anche esercizio n° 1 nella sezione esercizi e complementi.

4.2. - Risposta di un filtro RLC all'unità di Heaviside.

Consideriamo il filtro di fig. 10, che può definirsi un bipolo video a compensazione in parallelo, alimentato da una corrente i costante fornita da un generatore di resistenza interna molto alta tale da non abbassare il Q del filtro, sotto l'azione del segnale unitario. All'istante $t = 0$ la corrente passa bruscamente dal valore 0 al valore i_1, che in seguito mantiene costantemente. Ciò si ottiene applicando a $t = 0$ una tensione continua costante alla griglia del pentodo che funziona da generatore. Si vuole determinare la legge di variazione della tensione v ai morsetti AB del circuito in funzione del tempo t. Si mettono a base dello studio le seguenti ipotesi:

1°) La corrente nella induttanza L non può presentare delle discontinuità, perchè l'energia $\frac{1}{2} Li^2$ del suo campo magnetico non può crearsi o annullarsi istantaneamente.

2°) Analogamente la tensione v ai capi del condensatore non può presentare delle discontinuità, perchè l'energia $\frac{1}{2}\ Cv^2$ in esso immagazzinata non può variare istantaneamente di una quantità finita.

Si definisce «risposta all'unità di Heaviside 1(t)» il rapporto v/v_∞ in funzione del tempo, dove v_∞ è il valore che v assume al tempo $t = \infty$.

La corrente i fornita dal generatore e la tensione v sono tali che:

$$i = i_L + i_c \qquad [53]$$

e

$$\frac{L\,d\,i_L}{dt} + R\,i_L = \frac{1}{C}\int i_c\,dt \qquad [53']$$

poichè i è costante, derivando due volte la (53) si ha: $\frac{d^2 i_L}{dt^2} = -\frac{d^2 i_c}{dt^2}$ e $\frac{d\,i_L}{dt} = -\frac{d\,i_c}{dt}$, sostituendo queste nella [53'] si ottiene la nota equazione differenziale lineare del 2° ordine a coefficienti costanti:

$$\frac{L\,d^2 i_c}{dt^2} + R\frac{d\,i_c}{dt} + \frac{i_c}{C} = 0 \qquad [54]$$

la cui soluzione è del tipo:

$$i_c = A\,e^{\alpha_1 t} + B\,e^{\alpha_2 t}$$

dove α_1 e α_2 sono le radici dell'equazione caratteristica:

$$L\,\alpha^2 + R\,\alpha + \frac{1}{C} = 0$$

Fig. 10 - Bipolo video compensato in parallelo sotto l'azione del segnale unitario.

da cui:

$$\alpha = \frac{-R \mp \sqrt{R^2 - 4L/C}}{2L} = -\frac{R}{2L} \mp \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}$$

ponendo:

$$b = \frac{R}{2L} > 0; \qquad \omega_o^2 = \frac{1}{LC} > 0, \text{ e } \quad a = b^2 - \omega_o^2$$

si ha:

$$\alpha = -b \mp a$$

Si possono presentare i tre casi seguenti a seconda che il discriminante della [55] è positivo, uguale a zero, o negativo: *a*) $b^2 > \omega_o^2 > 0$, la i_c ha andamento periodico. Dunque la

Fig. 11 - Risposta all'unità di Heaviside di un bipolo a compensazione in parallelo.

Fig. 13 - Risposta all'unità di Heaviside di m bipoli video in cascata con $Q = 0{,}6$.

curva presenta delle ondulazioni e la compensazione è inefficiente; pertanto questo caso è di scarso interesse.

b) $b^2 = \omega_o^2$; $a = 0$, la i_c ha andamento a periodico ed assume la forma: $i_c = e^{-bt}(At + B)$ [56]; per essa $a_1 = a_2$.

Le costanti A e B di integrazione si deducono dalle condizioni al limite per $t = 0$. Immediatamente dopo l'istante $t = 0$, la corrente nell'induttanza è $i_L = 0$, perchè non può variare istantaneamente. Allora tutta la corrente i_1 passa nel condensatore: $i_c = i_1 = B$.

In conseguenza dopo un certo tempo si ha:

$$i_L = i_1 - i_c = i_1 - e^{-bt}(At + i_1) \qquad [57].$$

Per analoga ragione allo stesso istante iniziale

$$v = \frac{1}{C}\int i_c \, dt = 0.$$

La [53'] indica in tal caso che $\dfrac{d\, i_L}{dt} = 0$. Derivando la [57] si ottiene:

$$\frac{d\, i_L}{dt} = b\, e^{-bt}(A\,t + i_1) - A\, e^{-bt}$$

questa espressione è nulla all'istante iniziale, per cui $a\,t = 0$ si ha: $A = b\, i_1$. Determinate così le costanti A e B si può scrivere la soluzione definitiva della [54] e le altre relazioni che ne conseguono:

$$i_c = i_1\, e^{-bt}(bt + 1) \qquad [58]$$

$$i_L = i_1\,[i - e^{-bt}(bt + 1)] \qquad [59]$$

$$v = \frac{L\, d\, i_L}{dt} + R\, i_L = R\, i_1 \left[1 - e^{-bt}\left(1 + \frac{1}{2}\, bt\right)\right] \qquad [60]$$

se nella [60] si pone $t = \infty$ si ottiene $v_\infty = R\, i_1$; indicando con 1(H) la risposta al segnale unitario diventa:

$$1(\mathrm{H}) = \frac{v}{v_\infty} = \frac{v}{R\, i_1} = 1 - e^{-bt}\left(1 + \frac{1}{2}\, bt\right) \qquad [61]$$

c) $b^2 < \omega_0^2$; $a = j\,\omega$; $\omega^2 = \omega_0^2 - b^2$; la i_c ha andamento periodico.

La soluzione della [54] è del tipo:

$$i_c = e^{-bt}(A \cos \omega\, t + B \operatorname{sen} \omega\, t)$$

Subito dopo l'istante $t = 0$: $i_L = 0$; $i_c = i_1 = A$; $v = 0$;

$$\frac{d\, i_L}{dt} = 0\ ;\ \frac{d\, i_L}{dt} = b\, e^{-bt}(i_1 \cos \omega\, t + B \operatorname{sen} \omega\, t) +$$

$$+\, e^{-bt}(i_1\, \omega \operatorname{sen} \omega\, t - B\, \omega \cos \omega\, t)$$ quest'ultima per $t = 0$, diventa: $B = \dfrac{b\, i_1}{\omega}$; allora le espressioni di i_c e di i_L sono:

$$i_c = i_1\, e^{-bt}\left(\cos \omega\, t + \frac{b}{\omega} \operatorname{sen} \omega\, t\right) \qquad [62]$$

$$i_L = i_1\left[1 - e^{-bt}\left(\cos \omega\, t + \frac{b}{\omega} \operatorname{sen} \omega\, t\right)\right] \qquad [63]$$

per la tensione v, ricordando che i_L è dato dalla [63], si può scrivere:

$$v = \frac{L\, d\, i_L}{dt} + R\, i_L =$$

$$= R\, i_L\left[1 - e^{-bt}\left(\cos \omega\, t - \frac{\omega^2 - b^2}{2\, b\, \omega} \operatorname{sen} \omega\, t\right)\right]$$

$$= R\, i_L\left[1 - \frac{\omega^2 + b^2}{2\,\omega\, b} \cdot e^{-bt}\left(\cos \omega\, t + \operatorname{arsen} \frac{\omega^2 - b^2}{\omega^2 + b^2}\right)\right] \qquad [64]$$

e la risposta all'unità di Heaviside è definita dalla:

$$1(\mathrm{H}) = \frac{v}{v_\infty} = \frac{v}{R\, i_1} =$$

$$= 1 - \frac{\omega^2 + b^2}{2\,\omega\, b}\, e^{-bt} \cos\left(\omega\, t + \operatorname{arsen} \frac{\omega^2 - b^2}{\omega^2 + b^2}\right) \qquad [65]$$

Ricordando che il coefficiente di risonanza o fattore di merito Q di un circuito accordato a R, L, C è legato a queste grandezze dalle relazioni: $Q = \dfrac{\omega_0\, L}{R} = \dfrac{1}{\omega_0\, RC} = \dfrac{1}{R}\sqrt{\dfrac{L}{C}}$, ovvero $\omega_0 = \dfrac{1}{Q\, R\, C}$; $L = Q^2\, R^2\, C$, si possono riscrivere le [61] e [65] in funzione solo di Q e della costante di tempo $R\, C$.

Circa la [61] si ha:

$$b = \omega_o\ ;\ \frac{R}{2\, L} = \frac{R\, Q}{L}\ ;\ Q = \frac{1}{2}\ ;\ b = \omega_o = \frac{1}{Q\, R\, C} =$$

$$= \frac{2}{R\, C}$$

da cui:

$$1\,(\mathrm{H}) = 1 - e^{-2t/RC}\,(1 + t/RC) \qquad [61']$$

Circa la [65] si ha:

$$b = \frac{R}{2\, L} = \frac{1}{2\, Q^2\, R\, C}\ ;\ \omega = \frac{1}{2\, Q^2\, R\, C}\sqrt{4\, Q^2 - 1}$$

da cui:

$$1(\mathrm{H}) = 1 - e^{-\frac{t}{2\, Q^2\, RC}}\sqrt{\frac{4\, Q^4}{4\, Q^2 - 1}}\, \cos\left[\frac{t}{R\, C}\sqrt{\frac{4\, Q^2 - 1}{4\, Q^1}} + \operatorname{ar\, sen}\left(1 - \frac{1}{2\, Q^2}\right)\right] \qquad [65']$$

In fig. 11 si sono rappresentate le risposte 1 (H) in funzione del rapporto t/RC, assumendo come parametro della famiglia di curve il fattore di merito Q. Il caso di $Q = 0$ significa induttanza nulla, cioè il filtro si riduce alla resistenza R in parallelo alla capacità C; allora $1\,(\mathrm{H}) = 1 - e^{-t/RC}$.

Quando $Q > 0{,}5$, la curva di 1 (H) sale rapidamente oltre l'unità, poi raggiunge questo valore con una sovraoscillazione smorzata.

Si chiama « superamento » o « overshoot » o « superamento balistico » e si indica con O la differenza $1(\mathrm{H})_{max} - 1$ e lo si esprime in %, cioè l'overshoot è lo scortamento massimo della curva di 1(H) dal valore 1.

Il calcolo di $1(\mathrm{H})_{max}$ si esegue come tutti i calcoli di massimo e minimo: si deriva la [65'] rispetto a t/RC; si annulla la derivata prima; il minimo valore di t/RC per il quale la derivata prima si azzera si sostituisce nella [65']. Si arriva per tal via alla relazione.:

$$O = 1(\mathrm{H})_{max} - 1 = 100\, Q\, e^{-\frac{\pi - \operatorname{artg}\sqrt{4\, Q^2 - 1}}{\sqrt{4\, Q^2 - 1}}}\ \% \qquad [66]$$

Fig. 15 - Come fig. 13, ma con $Q = 1$.

Il fenomeno di superamento deve essere minimizzato essendo dannoso alla riproduzione di rapide variazioni di luminosità dell'immagine, come avviene molto di frequente.

L'effetto è più deprecabile quando 1(H) oscilla lentamente intorno all'unità. Nei ricevitori di TV è tollerabile un osvershoot $O = 5 \div 10\%$; a questo valore corrisponde, per un amplificatore video ad un solo stadio, un $Q = 0{,}75$. Se l'amplificatore consta di diversi stadi in cascata, ed ognuno presenta $O \geqq 5\%$, il superamento totale è dello stesso ordine di grandezza; ma se l'O di ciascuno stadio è $> 0{,}05$, il superamento totale aumenta rapidamente col numero degli stadi.

La curva O di fig. 12 rappresenta la variazione dell'overshoot in funzione del coefficiente Q di sovratensione; si vede che O cresce rapidamente per $Q > 0{,}6$. È desiderabile che la risposta 1(H) sia la più ripida possibile, perchè deve avvicinarsi all'unità di Heaviside, che passa da zero a uno in un tempo teoricamente nullo. In pratica 1(H) impiega un tempo finito per quanto piccolissimo ad aumentare da zero al suo massimo. Si definisce « tempo di transizione » o « durata del fronte ripido » il tempo T_s impiegato da 1(H) per aumentare dal 10 al 90% del suo valore finale. In fig. 12 è pure tracciata la curva di $T_{s/RC}$ in funzione di Q per un amplificatore video monostadio: T_s, a parità di $R\,C$, decresca all'aumentare di Q, quindi i circuiti più selettivi danno i fronti più ripidi nei bruschi passaggi dal nero al bianco.

La risposta di certi circuiti al segnale unitario cresce dapprima lentamente per piccoli valori di t. Questo ritardo iniziale non nuoce alla qualità dell'immagine, perchè è comune a tutte le variazioni di luminosità.

Fra la risposta al segnale unitario 1(H), la risposta in funzione della frequenza e la caratteristica di ritardo di un circuito bipolo video come quello di fig. 10, esiste la seguente relazione:

$$1(\mathrm{H}) = \frac{F\,(o)}{2} + \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{F\,(\omega) \operatorname{sen} \omega\,(t - \tau)}{\omega}\, d\omega \qquad [67]$$

in cui la funzione $F\,(\omega)$ definisce la curva di risposta; $F\,(o)$ è la risposta alla frequenza zero; $\tau\,(\omega)$ è il ritardo dato dal rapporto Φ/ω fra l'angolo di sfasamento Φ e la pulsazione ω della corrente i.

L'integrazione della [67] non è in generale effettuabile analiticamente non essendo note in forma esplicita $F\,(\omega)$ e

Fig. 12 - Overshoot e durata del fronte ripido di un bipolo video a compensazione in parallelo.

Fig. 14 - Come fig. 13, ma con $Q = 0{,}71$.

Fig. 16 - Risposta all'unità di Heaviside di m bipoli a RC in cascata.

τ (ω); si deve perciò ricorrere ad un metodo grafico, che risulta assai laborioso. Volendo $F(\omega)$ e $\tau(\omega)$ in funzione di 1(H) si ricorre alle seguenti relazioni:

$$F(\omega) = \left\{ \left[\int_0^\infty \cos \omega t \frac{d\,1\,(H)}{dt} dt \right]^2 + \left[\int_0^\infty \text{sen}\ \omega t \frac{d\,1\,(H)}{dt} dt \right]^2 \right\}^{1/2} \qquad [68]$$

$$\tau = \frac{\Phi}{\omega} = \frac{1}{\omega} \text{ ar tg } \frac{\int_0^\infty \text{sen}\ \omega t \frac{d\,1\,(H)}{dt} dt}{\int_0^\infty \cos \omega t \frac{d\,1\,(H)}{dt} dt} \qquad [69]$$

Per i circuiti semplici di bipoli video (es. i circuiti di fig. 11) detta f_3 la frequenza per la quale la curva di risposta cade di 3 dB, vale la semplice relazione empirica: $3 f_3 T_s \approx 1$, quando sia $0 < Q < 0,8$.

4.3. - Amplificatore video a diversi stadi in cascata sotto l'azione dell'unità di Heaviside.

Accenniamo qui in modo rapido al comportamento di un amplificatore video pluristadi, dato che nel caso del ricevitore si hanno uno o al massimo due stadi a video frequenza. L'argomento riveste un carattere di grande importanza in trasmissione dove si hanno catene di decine di stadi in cascata.

Le fig. 13; 14; 15 e 16 danno la risposta di un amplificatore a diversi stadi quando gli sia applicato il segnale 1 (t). Per semplicità nella costruzione dei grafici si è fatta l'ipotesi che il Q e il prodotto $R\,C$ fossero uguali per tutti gli stadi.

Detto $r = \dfrac{T_{sm}}{T_s}$ il rapporto fra il tempo di transizione T_{sm} totale relativo a m stadi, ed il tempo di transizione T_s di un solo stadio, dalle curve di dette figure si rileva che t (e quindi T_{sm}) cresce tanto più lentamente al variare di m, quanto maggiore è l'overshoot O per $O < 5\%$ si ha $r \simeq \sqrt{m}$.

Questa regola è valida anche per circuiti di diversa composizione. L'amplificazione A di uno stadio è proporzionale alla resistenza R. Si supponga che il tempo di transizione totale T_{sm} per m stadi identici (aventi cioè uguali $R\,C$ e Q) non debba superare un dato valore. Allora il tempo di transizione per un singolo stadio resta determinato da $T_{sm}/\sqrt{m}$, come pure sono individuati $R\,C$ ed A.

L'amplificazione totale risultante degli m stadi è: $A_m = A^m = (k\, T_{sm}/\sqrt{m})^m$ essendo k una costante di proporzionalità.

Detta A_1 l'amplificazione di un solo stadio avente un tempo di transizione uguale a T_{sm}, si ha che $A_m = (A_1/\sqrt{m})^m$, da questa relazione si deduce che scegliendo il numero m di stadi uguale ad A_1^2, il guadagno totale degli m stadi in cascata risulta 1, quindi non si ha amplificazione. Si trova per contro che il massimo di A_m si verifica per $m = A_1^2/_{2,718}$; si intende che a questo valore si deve sostituire il numero intero più vicino, dato che il numero degli stadi non può essere frazionario.

Inoltre la massima amplificazione globale A_{max} risulta: $A_{max} \leq (A_1/\sqrt{A_1^2/e})^{A^2_1/e} = 1{,}65^{0{,}368 A^2_1}$, dove $e = 2{,}718$ è la base dei logaritmi neperiani da non confondersi colla carica dell'elettrone.

Le combinazioni di circuiti indicate nelle fig. 17, 18 e 19 forniscono delle buone risposte ai fronti ripidi. L'abbinamento consta di un circuito filtro bipolo video $R, L\ C$ del tipo di fig. 10 con un circuito R, C la cui costante di tempo è scelta opportunamente in relazione al prodotto $R\,C$ del circuito accordato. Le due caratteristiche di ritardo dei due circuiti si compensano per dar luogo ad una caratteristica corretta. Le curve tratteggiate delle figure 17-18-19 sono applicabili a due filtri R, L, C identici in cascata; l'overshoot totale non supera quello di ciascun circuito componente. Si noti che la curva tratteggiata di fig. 17 si deduce da quella di fig. 13 per $m = 2$ (essendo 2 i circuiti) semplicemente moltiplicando per $\sqrt{2}$ le ascisse di ciascun punto; esempio: dalla curva $m = 2$ di fig. 13 in corrispondenza dell'ordinata 0,9 si ha l'ascissa 2,2; la stessa ordinata 0,9 corrisponde in fig. 17 all'ascissa $2{,}2\sqrt{2} = 3{,}1$. Analogamente la curva tratteggiata di fig. 18 si ottiene dalla curva $m = 2$ di fig. 14 moltiplicando le ascisse per $\sqrt{1{,}5}$; la curva tratteggiata di fig. 19 si deduce dalla curva di fig. 13 moltiplicando le ascisse per $\sqrt{2}$, cioè è la stessa curva tratteggiata di fig. 17.

I fattori moltiplicativi $\sqrt{2}$ e $\sqrt{1{,}5}$ sono le medie geometriche delle costanti di tempo dei filtri delle tre fig. 17-18-19. I minimi del tempo di transizione sono più piccoli adottando due filtri R, L, C in cascata, che impiegando un solo filtro R, L, C avente un Q troppo alto ed un secondo filtro $R\,C$. Il vantaggio di quest'ultima soluzione è di carattere economico, perchè permette di abolire una bobina, ma dà risultati meno buoni.

L'effetto delle sovraoscillazioni negli overshoot sono attenuati dalla dimensione non infinitesima dello spot del tubo catodico ricevente. Questa attenuazione può essere messa in conto considerando l'amplificatore video seguito da un filtro passa basso. È noto infatti che è possibile correggere un modesto superamento con un filtro a R, C aperiodico; ciò permette di accettare che la risposta del sistema al segnale unitario contenga qualche sovraoscillazione, il che talvolta è persino desiderabile.

La risposta all'unità di Heaviside del circuito di fig. 20 è rappresentata dalle due curve della stessa figura; la curva a) si riferisce ai seguenti valori delle costanti circuitali: $L = 0{,}414\ R^2 C_1$; $C_2 = 0{,}334\ C_1$; $T_s = 1{,}2\ R\,C$; la curva b) si riferisce ai valori: $L = 0{,}296\ R^2 C_1$; $C_2 = 0{,}125\ C_1$; $T_s = 1{,}4\ R\,C$; per quest'ultimo il superamento non esiste.

Le curve di fig. 20 sono molto vicine a quella di fig. 11 per $Q = 0{,}71$ e $Q = 0{,}51$. La capacità C_2 in parallelo ad L è generalmente la sola capacità distribuita propria della bobina. Mediamente si pone $Q = 0{,}65$, da cui $L = 0{,}42\ R^2\,C$, che corrisponde ad una leggera compensazione in derivazione.

Conviene realizzare la condizione $C_2 = C_1/3$. Sono possibili altri filtri bipoli più complessi, ma la loro messa a punto è difficoltosa e la loro risposta al segnale unitario è difficilissima da calcolare, perciò tali circuiti non sono usati in pratica, se non eccezionalmente.

Fig. 20 - Risposta all'unità di Heaviside di un bipolo video a due elementi di compensazione L e C_2.

4.4. - Lo stadio amplificatore video finale in controreazione.

Si consideri uno stadio amplificatore video di uscita al quale sia applicata la controreazione per migliorare la risposta all'unità di Heaviside; si studieranno brevemente le conseguenze del sovraccarico dello stadio alle frequenze interessate dalla reazione negativa. Con riferimento alla fig. 21 la resistenza interna ϱ del tubo sia grande rispetto al carico R_c e alla resistenza R_k di catodo, per cui essa non porti alcun effetto di shunt e possa perciò essere trascurata.

Si facciano le seguenti ipotesi: 1°) la pendenza G_m della caratteristica mutua sia costante in tutta la zona di lavoro del tubo; 2°) la capacità C_k di catodo deve essere piccola abbastanza per non cortocircuitare la resistenza R_k alle basse frequenze, in altri termini la reattanza di C_k alle basse frequenze non deve più essere trascurabile di fronte a R_k.

Allora la tensione ai capi di C_k è variabile e la controreazione di corrente è funzione della frequenza. Dalla fig. 21 appaiono evidenti le seguenti relazioni: $v_g = v_i - v_k$; la corrente anodica vale

$$i_a = G_m v_g = G_m (v_i - v_k) = \frac{R_k}{v_k} + C_k \frac{d v_k}{dt}$$

da cui:

$$C_k \frac{d v_k}{dt} + \left(G_m + \frac{1}{R_k} \right) v_k = G_m v_i$$

questa equazione differenziale del 1° ordine deve essere integrata e l'integrale generale contiene una costante determinabile pensando che al tempo iniziale $t = 0$ la v_i passa bruscamente da zero al valore v_1; allora la soluzione è:

$$v_k = v_1 \frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k} \left[1 - e^{-\left(\frac{G_m R_k + 1}{R_k C_k} \right) t} \right]$$

da cui:

Fig. 17 - Risposta all'unità di Heaviside di un bipolo RLC (Q = 1,2) e di un bipolo RC in cascata ($2RC$).

Fig. 18 - Come fig. 17, ma con Q = 1 e 1,5 RC.

Fig. 19 - Come fig. 17, ma con Q = 1.

$$v_g = v_i - v_k = \frac{v_1}{1 + G_m R_k} \left[1 + G_m R_k \, e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) t} \right]$$

Nell'istante immediatamente successivo a $t = 0$ la tensione di griglia è $v_g = v_{go} = v_1$; per $t = \infty$, $v_g = v_g\infty =$

$$= \frac{v_1}{1 + G_m R_k} .$$

All'incidenza del fronte ripido della tensione $1\,(t)$ applicata, la controreazione non può intervenire immediatamente.

Fig. 21 - Stadio amplificatore video con contro reazione di corrente ottenuta con basso valore di C_k.

Tutta la corrente passa attraverso C_k e l'intera v_1 è applicata tra griglia e catodo.

Il tubo deve poter sopportare questa tensione senza ammettere corrente di griglia e senza limitare la corrente anodica. Quando il fronte del segnale applicato non è rigorosamente verticale, questi pericoli sono meno avvertibili.

La tensione anodica è data dalla relazione:

$$i_a = G_m v_g = \left(\frac{G_m v_1}{1 + G_m R_k} \right) \left[1 + G_m R_k \, e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) t} \right] =$$

$$= \frac{v_u}{R_c} + \frac{c \, dv_u}{dt}$$

È questa un'equazione differenziale completa di 1° ordine in v_u, il cui integrale generale si ottiene sommando la soluzione della corrispondente equazione omogenea con un integrale particolare $I(t)$ dell'equazione completa stessa (termine noto diverso da zero):

$$v_u = A \, e^{-t/R_c C} + I\,(t)$$

Ponendo $I\,(t)$ nella forma:

$$v_u = \left(R_c \frac{G_m v_1}{1 + G_m R_k} \right) \left[1 + G_m R_k \, B \, e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) t} \right]$$

sostituendo quest'espressione nella equazione di i_a, si trova:

$$B = \frac{R_k C_k}{R_k C_k - (1 + G_m R_k) R_c C}$$

da cui:

$$v_u = A \, e^{-t/R_c C} + \left(R_c \frac{G_m v_1}{1 + G_m R_k} \right) \left[1 + \left(\frac{G_m R_k^2 C_k}{R_k C_k - (1 + G_m R_k) R_c C} \right) e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) t} \right]$$

La costante A di integrazione si determina ricordando che $v_u = 0$ al momento dell'incidenza del segnale a gradino. Si perviene all'equazione:

$$v_u = \frac{R_c G_m v_1}{1 + G_m R_k} \left\{ 1 - \frac{(1 + G_m R_k)(R_k C_k - R_c C) \, e^{-t/R_c C} - G_m R_k^2 C_k \, e^{-\left(\frac{G1 + R_{mk}}{R_k C_k}\right) t}}{R_k C_k - (1 + G_m R_k) R_c C} \right\}$$

Osservando che la quantità entro parentesi si riduce all'unità per $t = \infty$, si deduce che la quantità $\frac{v_u (1 + G_m R_k)}{R_c G_m v_1}$ rappresenta il rapporto $v_u / v_u\infty$, cioè la risposta all'unità di Heaviside 1 (H_{vu}) è rappresentata dalla grandezza entro la parentesi graffa.

Ponendo $R_c C = R_k C_k$, la $1\,(H_{vu})$ e la $1\,(H_{vg})$ sono date dalle:

$$1\,(H_{vu}) = 1 - e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_c C}\right) t} = 1\,(H_{vk})$$

$$1\,(H_{vg}) = 1 + e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_c C}\right) t} = 1(H_i)$$

L'effetto della controsezione può essere spiegato dicendo che quando si inserisce nel circuito di catodo una resistenza R_k con un parallelo la capacità C_k, tale che sia $R_k C_k = R_c C$, per una data C, si può rendere la resistenza anodica $(1 + G_m R_k)$ volte maggiore, senza peggiorare la risposta all'unità di Heaviside.

Un tubo amplificatore avente un dato carico anodico fornisce un'amplificazione di tensione proporzionale alla sua cifra di merito espressa dal rapporto $G_m / (C_{ak} + C_{gk})$.

Tuttavia interessa, più che una grande amplificazione, che il tubo finale fornisca una tensione alta ai capi del circuito filtro disposto nel suo circuito anodico. Esiste la relazione

Fig. 22 - Risposta all'unità di Heaviside delle tensioni e corrente nello schema di fig. 21.

generale: $v_u = \left(\frac{G_m v_1}{1 + G_m R_k} \right) R_c \cdot 1\,(H_{vu})$ e anche $v_u = \frac{G_m v_1 R_c C \cdot 1\,(H_{vu})}{(1 + G_m R_k) C}$. La qualità della risposta al segnale unitario $1\,(H_{vu})$ di un dato tipo di circuito è determinata esclusivamente dalla costante di tempo $R_c C$, che pertanto è imposta dalla qualità che si vuole ottenere; v_u è tanto maggiore, quanto più alto è il valore del rapporto $\left(\frac{G_m v_1}{1 + G_m R_k} \right) / C$;

si noti che la quantità entro parentesi, essendo il prodotto della conduttanza mutua per la tensione di ingresso unitaria, ha le dimensioni di una corrente, si può perciò scrivere $i_1 = \frac{G_m v_1}{1 + G_m R_k}$ perciò un tubo per funzionare bene da amplificatore video a larga banda deve presentare una capacità interelettrodica anodo-catodo la più ridotta possibile, inoltre deve poter sopportare le forti variazioni della corrente anodica i_1. È evidente che la tensione v_g di segnale da applicare alla griglia per ottenere l'ampiezza i_1 della componente alternativa della corrente anodica è inversamente proporzionale alla pendenza G_m del tubo. Quest'ultimo deve anche poter dissipare potenze relativamente notevoli nell'anodo e nello schermo, ed infine deve presentare una piccola capacità C_{ag} fra anodo e griglia. Esaminiamo la convenienza o meno di applicare allo stadio finale la controreazione. L'amplificazione dello stadio a pentodo senza reazione negativa è: $A = G_m R_c$. Si è sopra riconosciuto che con la controreazione è possibile conferire alla resistenza di placca del tubo il valore $(1 + G_m R_k) R_c$, senza modificare la risposta $1\,(H)$.

D'altra parte la mutua conduttanza viene ridotta nello

Fig. 23 - Risposta all'unità di Heaviside di un amplificatore video senza controreazione (1) e con controreazione di corrente (2).

stesso rapporto, per cui il guadagno dello stadio si conserva uguale. In conclusione a parità di segnale v_1 applicato alla griglia, la tensione v_u di uscita è la stessa con e senza controreazione; sotto questo punto di vista non si avrebbe alcun vantaggio a complicare i circuiti con gli elementi della reazione negativa. Le differenze di comportamento del tubo scaturiscono però quando lo si voglia far lavorare fra $i_a = 0$ e $v_g = 0$, per sfruttare la massima parte della sua caratteristica mutua. Sia quest'ultima rettilinea e la i_a sia nulla in assenza di segnale ($v_i = 0$). Le risposte al segnale unitario di ingresso [$1\,(H_{vi})$], alla griglia [$1\,(H_{vg})$], della corrente [$i\,(H_i)$], alla placca [$1\,(H_{vu})$], al catodo [$1\,(H_{vk})$], in funzione di $t/R_c C$ sono indicati in fig. 22.

Il segnale applicato sia composto di un gradino positivo al tempo $t = 0$ e di un gradino negativo al tempo t_1, cioè all'istante t_1 la v_i cade a zero e le funzioni $1\,(H_{vg})$ e $1\,(H_i)$ dovrebbero subire un'istantanea diminuzione pari a $-(1 + G_m R_k)$; ma la corrente i non può diventare negativa, quindi assume il valore zero a t_1 e lo conserva per $t > t_1$. Il tubo è all'interdizione, i condensatori C nel circuito di placca e C_k nel circuito di catodo si scaricano sulle resistenze rispettivamente R_c ed R_k. La costante di tempo del circuito di placca, secondo la quale avviene la scarica di C è $R_c C$ in questa fase della variazione di tensione di uscita v_u; la risposta $1\,(H_{vu})$ non risulta migliorata dalla controreazione. Al contrario il miglioramento è notevole per $0 > t > t_1$, quando la costante di tempo è $R_c C / (1 + G_m R_k)$.

In fig. 23 le rette 1 e 2 rappresentano le caratteristiche mutue rettilinee di due tubi T_1 e T_2 diversi, ma aventi uguale pendenza G_m. Al tubo T_2 sia applicata la controreazione definita dal prodotto $G_m R_k$; perciò la sua resistenza di placca è uguale a quella di T_1 moltiplicata per $(1 + G_m R_k)$. T_2 non è mai interdetto; il suo punto di lavoro in assenza di segnale P_2 permette la circolazione della corrente anodica i_a anche durante i massimi negativi della tensione di ingresso v_i.

Si sceglie una polarizzazione di griglia V_{go} comune ai due tubi corrispondente al potenziale di interdizione del tubo T_1. Dalla geometria della fig. 23 si deduce che il negativo d'interdizione per il tubo T_2 vale $\left(\frac{1 + 2\,G_m R_k}{1 + G_m R_k} \right) V_{go}$. Nella stessa figura sono anche segnate le curve di variazione di v_i, v_g, v_k, i_a e v_u per entrambi i tubi in funzione del tempo t. A parità di v_i le tensioni di uscita v_{u1} e v_{u2} sono proporzionali. La componente continua del segnale v_i deve essere scelta opportunamente. v_i è rappresentata dalla tensione rettangolare tratteggiata; la v_{g1} alla griglia di T_1 coincide con v_i, perchè il catodo di questo tubo non ha alcun potenziale alternativo ed è mantenuto al livello $v_{k1} = V_{go}$; per contro il catodo di T_2 ha una tensione che segue l'andamento segnato a punti e tratti; perciò la tensione di griglia $v_{g2} = v_i - v_{k2}$ è rappresentata dalla curva a tratto continuo.

Il più delle volte l'onda a gradino applicata all'entrata dello stadio amplificatore è ben lungi dall'aver la configurazione dell'unità di Heaviside in seguito alle deformazioni subite attraverso gli stadi precedenti. Se al tubo è applicata la controreazione di corrente, in tal caso la tensione di catodo v_k si deduce da quella deformata v_i con una seconda deformazione prodotta dal circuito catodico $R_k C_k$. La fig. 24 mostra le forme d'onda v_i, v_k e $v_g = v_i - v_k$, che si riscontrano in pratica.

In queste condizioni la corrente anodica non viene mai meno e la v_i può essere maggiore che in assenza di controreazione.

Poichè la resistenza anodica è aumentata a $(1 + G_m R_k) R_c$, la tensione di uscita v_u è pure maggiore per la stessa risposta al segnale unitario, senza aumentare il potenziale di interdizione del tubo. La forma di v_i in fig. 24 non è ideale, ma non presenta sovraoscillazioni.

Se queste sono presenti il tubo può risultare facilmente sovraccaricato, anche quando v_k e v_u ne sono esenti. Converrà dunque usare con prudenza la reazione negativa, limitatamente a quei casi nei quali la tensione di entrata sia dello

Fig. 24 - Tensioni v_i, v_g e v_k in un amplificatore video con controreazione di corrente.

stesso ordine di grandezza del potenziale di interdizione del tubo.

In fig. 21 si è supposto che C_k fosse di piccola capacità per assicurare l'effetto controreattivo. Supponiamo ora che C_k sia molto maggiore che nel caso precedente, però tale che alle basse frequenze la controreazione sia ancora avvertibile; la curva di risposta cade per tali frequenze.

La R_k sia usata per formare la polarizzazione automatica del tubo. Per la frequenza zero l'effetto di controreazione è massimo. Applicando alla griglia di questo stadio un segnale, la tensione in uscita è distorta, ed il suo valore a $t = \infty$ è $(1 + G_m R_k)$ volte minore che se il catodo fosse a massa $(R_k = 0)$; in questo caso il tubo dovrebbe esser polarizzato mediante una tensione negativa applicata in griglia.

La controreazione non influenza il tempo di transizione della risposta al fronte ripido del segnale unitario quando $\frac{R_k C_k}{1 + G_m R_k} >> R_c C \cdot$ Ciò a motivo che la carica acquisita da C_k nel brevissimo tempo di salita, è insufficiente. Subito dopo l'incidenza del gradino, $v_k = 0$ e $v_g = v_i$; successivamente quando la carica di C_k si è completata si ha $v_k = \left(\frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k}\right) v_i$ e $v_g = v_i - v_k = \frac{v_i}{1 + G_m R_k}$. La v_u cresce esponenzialmente secondo la costante di tempo $R_c C$ in pratica, fino al valore $G_m R_c v_i$; raggiunto questo massimo, la v_u ricade al valore $\frac{G_m R_c v_i}{1 + G_m R_k}$ secondo la costante di tempo $\frac{R_k C_k}{1 + G_m R_k}$. Infatti: $i_a = G_m v_g = G_m (v_i - v_k)$; oppure

$$i_a = \frac{v_k}{R_k} + C_k \frac{d v_k}{dt} \; ; \; i_a = \frac{v_u}{R_c} + C \frac{d v_u}{dt} \qquad [70]$$

Dalle prime due equazioni di i_a si deduce:

$$v_k = \left(\frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k}\right) v_i \left[1 - e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) t}\right]$$

allora:

$$i_a = G_m v_i \left[1 - \frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k} + \frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k} e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) t}\right]$$

quest'ultima per $t << 1/k$ si semplifica in $i_a \cong G_m v_i$

Detto $I(t)$ un integrale particolare della (70), la soluzione di questa equazione differenziale è del tipo

$$v_u = A\, e^{-t R_c C} + I(t).$$

Sia:

$$I(t) = v_u = G_m R_c v_i \left[1 - \frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k} + B\, e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) t}\right]$$

sostituendo questa espressione nella [70] stessa si determina la costante B; si trova:

$$B = \frac{G_m R_k}{(1 + G_m R_k) \left(1 + \frac{(1 + G_m R_k) R_c C}{R_k C_k}\right)}$$

per cui l'integrale generale è:

$$v_u = A\, e^{-t/R_c C} + G_m R_c v_i \left\{1 - \frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k} + \frac{G_m R_k \cdot e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) t}}{(1 + G_m R_k) \left[1 + \frac{(1 + G_m R_k) R_c C}{R_k C_k}\right]}\right\}$$

La costante d'integrazione A si determina al solito colla condizione iniziale: per $t = 0$ è $v_u = 0$. Si arriva all'espressione finale:

$$v_u = G_m R_c v_i \left\{1 - \frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k} + \frac{G_m R_k\, e^{-\left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) t}}{(1 + G_m R_k) \left[1 + \frac{(1 + G_m R_k) R_c C}{R_k C_k}\right]} - \left[\frac{1 + \left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) R_c C - \frac{G_m}{C_k} R_c C}{1 + \left(\frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k}\right) R_c C}\right] e^{-\frac{t}{R_c C}}\right\}$$

Quando:

$$\frac{1}{R_c C} >> \frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k} \text{ e } R_c C < t < \frac{R_k C_k}{1 + G_m R_k}$$

essendo:

$$\frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k} < 1 \text{ e } \frac{1 + G_m R_k}{R_k C_k} << 1$$

si trova semplicemente:

$$v_u \cong G_m R_c v_i$$

cioè lo stadio in regime impulsivo si comporta come in regime sinoidale. Il valore finale che v_u assume per $t = \infty$ è:

$$v_{u\infty} = G_m R_c v_i \left(1 - \frac{G_m R_k}{1 + G_m R_k}\right) = \frac{G_m R_c v_i}{1 + G_m R_k}$$

Per compensare completamente la caduta della v_u per t molto grande disponendo, come in fig. 25, un gruppetto $R_1 C_1$ in serie con R_c; i valori di R_1 e C_1 devono soddisfare alle relazioni:

$$\frac{R_1}{R_k} = \frac{C_k}{C_1} = G_m R_c$$

Se la capacità C derivata sul carico anodico è trascurabile, si ha:

$$v_u = G_m R_c v_i$$

indipendente dal tempo. Questa compensazione totale presuppone che la pendenza della caratteristica mutua del tubo sia costante per tutto il tratto interessato dall'escursione del segnale di griglia. Ciò non si verifica per un tubo finale di uscita video; per esso la compensazione non può essere completa.

L'effetto di reazione negativa può essere raggiunto anche inserendo nel circuito di schermo un gruppo $R_2 C_2$ in cui C_2 è abbastanza piccolo (v. fig. 26), nella quale si è pure usato il gruppetto $R_1 C_1$ nel circuito di placca allo scopo di compendare la caduta di v_u alle basse frequenze e della componente continua (v. par. 6)

Detto: G_{m2} = la pendenza o mutua conduttanza del sistema griglia controllo-griglia schermo, e μ_1 il coefficiente di amplificazione di questo sistema, la resistenza R_t totale del circuito di schermo, vale:

$$R_t = \frac{R_2 \mu_1}{\mu_1 + R_2 G_{m2}}$$

Se è verificata la relazione $R_t C_2 >> R_c C$, è lecito trascurare la capacità derivata C. La comune relazione valida in regime sinoidale $v_u = G_m R_c v_i$, si ritrova in regime impulsivo quando si abbia:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{C_2}{C_1} = \frac{G_{m2} R_c}{\mu_1}$$

Anche in questo caso è tacitamente supposto che G_{m2}/μ_1 sia costante in tutto il tratto di lavoro della caratteristica del tubo.

Gli elementi correttori introdotti nel circuito anodico allo scopo di diminuire il tempo di transizione, sono privi di effetto sulla compensazione alle basse frequenze. Inversamente gli elementi intesi a correggere la risposta alle basse frequenze non hanno influenza sulla ripidità e le sovraoscillazioni della risposta all'unità di Heaviside.

Se la resistenza di catodo R_k non ha in parallelo nessun condensatore, non influisce sulla risposta al segnale a gradino, perchè pur introducendo una sensibile controreazione, questa è costante per tutte le frequenze, compresa la frequenza zero (corrente continua).

La reazione negativa si manifesterebbe sul fattore di amplificazione e sulla pendenza che risulterebbero divisi per $(1 + G_m R_k)$ dove G_m è la conduttanza mutua senza controreazione.

Talvolta si usa la resistenza di catodo senza disaccoppiamento per fissare automaticamente le condizioni di funzionamento del tubo. Da ultimo diremo che in TV è di scarso interesse il fatto che la controreazione diminuisca la distorsione armonica.

Fig. 25 - Compensazione di C_k non infinito con un circuito $R_1 C_1$ nel circuito di carico anodico.

Fig. 26 - Costante di tempo $R_2 C_2$ del circuito di schermo con un circuito $R_1 C_1$ in serie col carico anodico.

5. - RIASSUNTO DELLA COMPENSAZIONE ALLE ALTE FREQUENZE.

A titolo di orientamento la seguente tabella riassume i dati per il calcolo semplificato di prima approssimazione della resistenza di carico R_c, delle induttanze L_1 in parallelo, L_2 in serie, nonchè del guadagno relativo alla frequenza video massima f_{max} rispetto al guadagno alle frequenze centrali, per tutti i casi di amplificatori video:

Amplificatore	R_c [Ω]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	A_r a f_{max}
Non compensato	$1/\omega_{max} C_d$	————	————	0,707
Compensato in derivazione	$1/\omega_{max} C_d$	$0,5\, R_c^2 C_d$	————	1
Leggermente compensato in derivazione .	$0,85/\omega_{max} C_d$	$0,42\, R_c^2 C_d$	————	0,85
Compensato in serie	$1,5/\omega_{max} C_d$	————	$0,67\, R_c^2 C_d$	1,5
Compensato serie - parallelo	$1,8/\omega_{max} C_d$	$0,12\, R_c^2 C_d$	$0,52\, R_c^2 C_d$	1,8

nella tabella $C_d = C_2 + C_3$ è la capacità totale. Si avverte che i valori ivi riportati non sono i soli possibili; si possono infatti immaginare molte combinazioni di compensazioni, ciascuna con diversi valori di R_c e C_d, ottenendosi guadagni variabili da caso a caso. Così nella tabella per la compensazione in parallelo la R_c è posta uguale al caso dell'amplificatore non compensato; il vantaggio consiste solo nel fatto che alla f_{max} non si ha caduta del guadagno, che si conserva uguale a quello delle frequenze centrali, ossia unitario.

La fig. 27 fornisce per i 5 tipi di amplificatori della precedente tabella i grafici rappresentativi del guadagno relativo A_r in funzione del rapporto f/f_{max} della frequenza alla frequenza video massima. Il metodo di leggera compensazione in parallelo fornisce la risposta più uniforme, ma l'amplificazione dello stadio è bassa. La compensazione in serie dà maggior guadagno. I circuiti a compensazione mista serie-parallelo danno i guadagni più alti, ma risultano complessi, difficili di mettere a punto e possono introdurre sensibili distorsioni del tempo di ritardo. Nella progettazione di un amplificatore compensato si procede così: si fissa f_{max}, si misura C_d alla frequenza f_{max}. Si calcola l'induttanza di punta, noti che siano R_c e C_d. Si dispongono i componenti del circuito in modo che sia $C_2 = C_3/2$, ciò avviene normamente coi tubi che hanno capacità d'ingresso doppia di quella d'uscita. Si controlla la caratteristica guadagno-frequenza dello stadio con un generatore che fornisca un'uscita costante su tutta la gamma video, misurando la tensione di uscita mediante un voltmetro opportuno. Si può visualizzare la curva di risposta usando un generatore vobulatore (sweep) ed un oscillografo, che sarà connesso all'uscita dell'amplificatore, meglio se attraverso un rivelatore lineare.

(*il testo segue a pag. 286*)

Fig. 27 - Curve di risposta universali per amplificatore video.

Italia

Come è ben noto la rete TV italiana è caratterizzata da un elevato numero di ripetitori. La potenza di essi è assai variabile da centro a centro, tra un massimo di 200 W picco video di San Cerbone ed un minimo di 100 mW. La maggior parte di essi ha però una potenza picco video di 5 W (potenza reale).

In molti casi, più ripetitori sono posti in cascata, in modo da costituire veri e propri ponti radio i cui capisaldi sono pure destinati a coprire una determinata zona.

È il caso delle catene:

1) Paganella-Bolzano-Merano;
2) Paganella-Mione-Madonna di Campiglio;
3) Sestriere-Bardonecchia;
4) Stazzona-Poira-Sondrio;
5) Col Visentin-Monte Celentone-Agordino;
6) Col Visentin-Pieve di Cadore-Auronzo;
7) Col Visentin-Udine-Tolmezzo;
8) San Remo-Coldirodi-Bordighera, che utilizza al caposaldo centrale un canale della banda IV (491 — 498 MHz).
9) Plateau Rosa-Aosta;
10) Plateau Rosa-Courmayeur;

ecc. ecc.

Nelle tabelle che seguono sono riportati i trasmettitori principali e i ripetitori che da essi dipendono (situazione al 15 giugno 1958) si tratta di un totale di 24 trasmettitori (Trieste, per il momento, può essere considerato un ripetitore, ricevendo direttamente il M. Venda) e di 144 ripetitori.

Tabella I - Trasmettitori principali

Stazione	Can.	Potenza irr. video [kW]	audio [kW]	
1 Gambarie	D	19	4.8	*
2 Martina Franca	D	226	60	*
3 Milano	G	24	6	
4 M. Argentario	E	2.5	0.7	*
5 Caccia	A	53	13	*
6 Cammarata	A	30	8	*
7 Conero	E	24	6	*
8 Faito	B	53	13	*
9 Limbara	H	2	0.5	
10 Nerone	A	29	8	
11 Peglia	H	32	8	*
12 Pellegrino	H	8	2	*
13 Penice	B	100	25	*
14 Sambuco	H	35	8.5	*
15 Scuro	G	8	2	*
16 Serra	D	270	70	*
17 Soro	E	5	1.3	*
18 Venda	D	192	48	*
19 Vergine	D	1	0.25	
20 Portofino	H	127	30	*
21 Punta Badde Urbara	D	145	35	*
22 Roma	G	36	10	*
23 Torino	C	16	4	
24 Trieste	G	0.7	0.18	*

* I trasmettitori segnati con asterisco hanno diagramma di irradiazione non circolare. Le potenze segnate sono i valori nella direzione di massima irradiazione.

Tabella II - Ripetitori

Stazione	Canale e Polarizzazione	
Satellite di Gambarie		
25 Catanzaro	F	v
Satelliti di Martina Franca		
26 Crotone	B	v
27 Monopoli	G	v
Satellite di M. Caccia		
28 Potenza	H	o
Satelliti di M. Cammarata		
29 Alcamo	E	v
30 Monte Lauro	F	o
31 Modica	H	o
32 Noto	B	o
33 Trapani	H	v
Satellite di M. Conero		
34 Ascoli Piceno	G	o
Satelliti di M. Faito		
35 Castel di Sangro	G	o
36 Golfo di Salerno	E	v
37 Agnone	G	o
38 Lagonegro	H	o
39 Monte Favone	H	o
39 bis Sorrento	F	v
Satelliti di M. Nerone		
40 Abetone	E	o
41 Fabriano	G	o
42 Modigliana	G	o
43 Norcia	G	o
44 Spoleto	F	o
Satelliti di M. Peglia		
45 Terminillo	B	v
46 Terni	F	v
Satelliti di M. Penice		
47 Bardi	H	o
48 Bassa Vallagarina	F	o
49 Bellagio	D	o
50 Candoglia	E	v
51 Cima Penegal	F	o
52 Bolzano*	D	o
53 Como	H	v
54 Domodossola	H	v
55 Edolo	G	v
56 Lecco	H	o
57 Monte Creò	H	o
58 Breno	F	o
59 Ovada	D	o
60 Paganella	G	o
61 Bolzano*	D	o
62 Merano	H	o
63 Mione	D	v
64 Madonna di Campiglio	H	o
65 Marca di Pusteria	D	v
66 Mezzolombardo	D	v
67 Plose	E	o
68 Riva del Garda	E	v
69 Rovereto	E	o
70 Santa Giuliana	E	v
71 Ponte Chiasso	D	v
72 Premeno	D	v
73 San Pellegrino	D	v
74 Sestrière	G	o
75 Bardonecchia	D	o
76 Stazzona	E	v
77 Poira	G	v
78 Sondrio	D	v
79 Val di Fassa	H	o
80 Val Trompia	E	o
Satelliti di M. Sambuco		
81 Casoli	D	o
82 Torricella Peligna	G	o
83 Pescara	F	o
84 S. Marco in Lamis	F	v
85 Sulmona	E	v
86 Teramo	D	v
Satelliti di M. Serra		
87 Bagni di Lucca	B	o
88 Bassa Garfagnana	F	o
89 Camaiore	B	v
90 Carrara	G	o
91 Casentino	B	o
92 Castiglioncello	G	o
93 Colle Valdelsa	G	v
94 Garfagnana	G	o
95 La Spezia	F	o
96 Aulla	H	v
97 Val Taverone	D	o
98 Lunigiana	G	v
99 Bagnone	E	v
100 Fivizzano	E	o
101 Massa	H	v
102 Mugello	H	o
102 bis Pietrasanta	A	o
103 Porretta Terme	G	v
104 Quercianella	F	v
105 Rufina	F	o
106 San Cerbone	G	o
107 Pontassieve	E	o
108 San Giuliano Terme	G	o
109 San Marcello Pist.	H	v
110 Seravezza	G	o
111 Vaiano	F	o
112 Vernio	B	o
113 Zeri	B	o
Satelliti di M. Venda		
114 Asiago	F	v
115 Bertinoro	F	v
116 Bologna	G	v
117 Borgo Tossignano	G	v
118 Casola Valsenio	G	o
119 Claut	G	o
120 Col Visentin	H	o
121 Arsiè	E	o
122 Cortina d'Amp.	D	v
123 Feltre	B	o
124 Monte Celentone	B	o
125 Agordino	B	o
126 Pieve di Cadore	A	o
127 Auronzo	G	v
128 Calalzo	G	o
129 Udine	F	o
130 Tolmezzo	B	o
130 bis Marzabotto	H	o
131 Mercato Saraceno	G	o
132 Pavullo	G	o
133 Pieve Pelago	G	o
134 Recoaro	G	v
135 Valdagno	F	v
136 Vicenza	G	v
Satelliti di Portofino		
137 Borgo Valditaro	E	o
138 Bedonia	G	v
139 Genova Polcevera	D	o
140 Genova Righi	B	o
141 Imperia	E	v
142 M. San Nicolao	A	v
143 San Remo	B	o
144 Coldirodi	UHF	o
145 Bordighera	C	o
Satelliti di Punta Badde Urbara		
146 Cagliari	H	v
147 Monte Serpeddi	G	o
148 S. Antioco	B	v
149 Sassari	F	o
Satelliti di Roma		
150 Campo Imperatore	D	o
151 Lucoli	F	o
152 Fiuggi	D	o
153 Vallecorsa	F	v
154 Fucino	D	v
155 Oricola	E	o
156 Velletri	E	v
Satelliti di Torino		
157 Ceva	E	o
158 Mondovì	F	o
159 Plateau Rosa	H	o
160 Aosta	D	o
161 Courmayeur	F	o
162 Torino Collina	H	v
163 Trivero	F	o
164 Villar Perosa	H	o
Satelliti di Trieste		
165 Gorizia	E	o

* Il centro TV di Bolzano è dotato di due coppie di ripetitori, satelliti di Cima Penegal e di Paganella.

Il reattore EBWR ad un regime tre volte più elevato

Il reattore sperimentale ad acqua bollente EBWR della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), installato presso il Laboratorio Nazionale Argonne a Lemont, nei dintorni di Chicago, ha superato il 20 marzo, secondo quanto è stato annunciato nei giorni scorsi, di oltre tre volte il massimo regime iniziale.

Il reattore dell'Argonne, costruito dall'AEC per la produzione a carattere sperimentale di elettricità nucleare, ha raggiunto un regime di 62.000 kW termici, mentre fu progettato per una capacità massima di 20.000 kW termici, sufficienti alla produzione di 5.000 kW di elettricità.

Nel dare l'annuncio del riuscito esperimento, un dirigente del Laboratorio Argonne ha sottolineato che con l'EBWR si è fatto un ulteriore passo in avanti nella costruzione di reattori in grado di produrre energia elettronucleare conveniente per le utenze private.

L'aumento di oltre tre volte nello sviluppo di energia termica si rifletterà non soltanto nel rendimento produttivo di elettricità della centrale nucleare, nel caso in cui si decidesse di impiantare turbogeneratori più potenti di quelli attuali, ma anche nella riduzione del costo unitario dell'elettricità prodotta.

Uno dei risultati più rilevanti dell'esperimento è che il nuovo regime è stato raggiunto senza alcuna modifica al numero iniziale di elementi di combustibile nucleare entro il reattore.

Come si ricorderà, il reattore raggiunse il livello previsto di 5.000 kW di elettricità il 29 dicembre 1956, subito dopo la sua entrata in funzione. Nel dicembre dell'anno successivo, l'EBWR fu portato al regime di 50.000 kW termici.

L'elettricità prodotta dal reattore è utilizzata per la rete di distribuzione interna del Laboratorio Nazionale Argonne. (u. s.)

Non entra in orbita un nuovo satellite « Vanguard »

Nella notte del 28 maggio, alle 4,46 (ora italiana), la Marina statunitense ha lanciato, dal Centro Sperimentale di Capo Canaveral, un razzo vettore recante nel cono terminale un satellite « Vanguard ». Il tentativo non è riuscito, nonostante il razzo abbia raggiunto una quota di circa 3.200 chilometri.

Subito dopo il lancio, tra le 4,50 e le 5.08 (ora italiana), sono stati captati i segnali del satellite che pesava 9,48 kg. All'alba, in seguito all'interruzione dei segnali, gli scienziati hanno annunciato che il tentativo di immettere in orbita il satellite non era riuscito.

Il Dott. John P. Hagen, direttore del Progetto Vanguard, che è svolto dagli Stati Uniti nel quadro della partecipazione all'Anno Geofisico Internazionale (AGI), ha dichiarato ai rappresentanti della stampa, alcune ore dopo il lancio, che tutti e tre gli stadi del razzo, da quanto risulta avrebbero funzionato perfettamente, senza peraltro, dar luogo ad un'orbita.

A Washington, il presidente del programma per i satelliti per l'AGI, dott. Richard W. Porter, ha affermato che un nuovo razzo vettore « Vanguard » sarà lanciato in giugno.

I tre satelliti statunitensi lanciati in precedenza sono tuttora in orbita intorno alla terra e alla data del 26 maggio avevano percorso complessivamente 151.421.450 km. effettuando 3.013 giri intorno al globo. (u. s.)

Il missile americano « Sparrow » verrà costruito su licenza in Canadà

L'Ufficio per l'Aviazione Navale del Dipartimento americano della Marina ha annunciato che è stato raggiunto tra i governi statunitense e canadese un accordo, in virtù del quale verrà iniziata immediatamente la produzione, su licenza della Douglas Aircraft Company di Santa Monica (California), presso gli stabilimenti della Canadair Limited a Montreal dei missili aria-aria « Sparrow II », che sono stati realizzati negli Stati Uniti in vista dell'impiego sugli intercettatori dell'Aeronautica statunitense.

È questo il primo accordo che consente ad un altro paese di produrre e di impiegare per le proprie forze armate un missile americano.

La produzione dello « Sparrow II » sarà coordinata dalla Canadair Ltd. di Montreal, che provvederà anche alla fabbricazione delle fusoliere e degli strumenti di prova, oltre che al montaggio. La Canadian Westinghouse Ltd. di Hamilton (Ontario) si occuperà invece della costruzione degli apparati di guida del missile. La Douglas Aircraft statunitense continuerà a prestare assistenza tecnica alle due industrie canadesi.

Lo « Sparrow II » è una delle versioni del missile aria-aria dello stesso nome. La Douglas, dopo aver concorso al perfezionamento dello « Sparrow I » della Sperry Gyroscope Company sino dal 1947, ebbe nel 1950 l'incarico di occuparsi del progetto e della produzione dello « Sparrow II » per l'Aviazione Navale statunitense.

Il missile della Douglas differisce principalmente dalla versione precedente della Sperry nel sistema di guida, che è ideato per affrontare situazioni tattiche completamente diverse.

Un dispositivo di controllo automatico, che non è comandato dal pilota del velivolo su cui lo « Sparrow II » è montato, consente di lanciare i missili contro i bombardieri incursori, a considerevole distanza dagli obiettivi e dai velivoli della difesa. Nonostante questa innovazione, la sua installazione a bordo dei velivoli richiede attrezzature molto modeste. (u.s.)

In produzione nuovi metalli per mezzi astronautici

La United States Steel Corporation ha annunciato che è stata iniziata la produzione di un nuovo metallo ad elevata resistenza meccanica e termica destinato alla costruzione di velivoli supersonici e di missili.

Il metallo, un tipo di acciaio inossidabile denominato « 12 MoV », presenta una resistenza alla trazione di oltre 25.800 kg/cm² ad una temperatura di 425 °C. A temperature superiori ai 120 °C, la sua resistenza per unità di peso è superiore a quella di materiali che venivano sinora considerati tra i più promettenti per applicazioni aerodinamiche.

Da un certo tempo, laminati di questo tipo di acciaio inossidabile vengono prodotti in fogli di 120 cm di altezza massima e della lunghezza di 4,57, 4,88 e 5.03 metri, a seconda dello spessore che varia da 0.0038 a 4,76 millimetri. Il « 12 MoV » è anche prodotto sotto forma di piastre, barre, profilati e filo. All'atto della consegna all'industria meccanica, l'acciaio in questione ha una resistenza alla trazione di circa 7.000 kg/cm², mentre, dopo la fabbricazione e il trattamento termico secondo le norme stabilite dalla U.S. Steel Corp., raggiunge la sua massima resistenza ai fattori meccanici e termici.

Tra le carattristiche più rilevanti del nuovo acciaio inosidabile è, oltre alla possibilità di lavorarlo senza modifiche agli impianti esistenti nelle fabbriche aeronautiche, quella di richiedere solo trascurabili quantitativi di metalli rari, ad eccezione del cromo che entra per il 12% nella sua composizione.

Peraltro, in previsione di una rarefazione del cromo in caso di emergenza nazionale i tecnici della U.S. Steel Corp. hanno già iniziato una serie di ricerche per lo sviluppo di un acciaio inossidabile della stessa resistenza, ma con un contenuto inferiore di cromo, nonchè di una nuova lega in grado di mantenere immutate le sue caratteristiche di resistenza meccanica a temperature dell'ordine di 600 °C. (u.s.)

Un apparecchio elettronico renderà il pilotaggio degli aerei altrettanto semplice della guida di un'automobile

La Douglas Aircraft Company ha ideato un nuovo apparecchio per conto della Marina statunitense che porrà in grado chiunque di guidare un velivolo con la stessa facilità di un'automobile.

Il « Sentiero nel cielo », come è chiamato il nuovo dispositivo elettronico, consta di un tubo catodico televisivo piatto sul quale vengono riportati tutti i dati da seguire. Esso peraltro sarà pronto per gli esperimenti in volo soltanto tra un anno.

In sostanza il dispositivo risponderà a tre domande che anche gli esperti piloti sono soliti porsi, cioè: « cosa dovrei fare », « come sto facendo » e « cosa sto facendo ». Le ultime due domande potranno trovare una risposta mediante un dispositivo presentato al pubblico nell'autunno scorso e consistente in due tubi TV piatti che offrono l'immagine verticale ed orizzontale del mondo esterno.

Allorquando il pilota segue esattamente la rotta, il « sentiero » si snoda come un nastro sullo schermo che gli sta davanti nè più nè meno come una strada dinanzi agli occhi di un conducente di auto. Non appena l'aereo si scosta dalla rotta, l'immagine del percorso da seguire si sposta di lato, in basso o in alto sullo schermo.

Uno schermo orizzontale più piccolo, collocato al di sotto del dispositivo summenzionato, mostra una carta geografica con l'indicazione della posizione del velivolo, mentre un cerchio variabile intorno al punto-velivolo permette al pilota di rendersi conto continuamente dell'autonomia consentita dalla riserva di carburante.

Il dispositivo è attualmente costruito esclusivamente per l'impiego sui velivoli della Marina americana, ma potrà essere utilizzato successivamente anche dai velivoli civili. (u. s.)

Nuovamente di attualità il dirigibile per l'avvistamento radar

Il dirigibile, che fu abbandonato da quasi tutti i paesi del mondo in seguito alle sfavorevoli ripercussioni di alcuni disastri aerei avvenuti più di un quarto di secolo fa, viene impiegato da tempo, secondo quanto ha annunciato la Goodyear Aircraft, per l'avvistamento aereo a largo raggio, nell'ambito del sistema di difesa statunitense contro gli attacchi aerei.

I dirigibili della Marina statunitense, comunemente chiamati con un neologismo « blimp » dalla contrazione della sua designazione inglese « Type B(limp) » durante la prima guerra mondiale, contengono, entro il loro involucro gonfiato con elio ininfiammabile, antenne radar tra le più grandi sinora costruite. Come è noto, i dirigibili sono impiegati anche per missioni antisommergibili.

Contrariamente agli aerei-radar, i dirigibili possono rimanere nella zona assegnata e funzionare pertanto da stazioni fisse di avvistamento aereo in regioni non protette dalla catena di radar installata a terra. Per avere un'idea delle possibilità che questo mezzo aereo possiede, basi ricordare che il dirigibile « ZPG-2 » della Marina rimase in aria nel 1957 per 264 ore, coprendo una distanza di 15.300 km. senza rifornimento.

I tecnici della Goodyear Aircraft, una delle maggiori industrie americane nel settore dirigibilistico, ritengono che un solo dirigibile sia in grado di assolvere il compito di almeno cinque quadrimotori-radar. (u. s.)

Sul mercato la benzina perfezionata con procedimenti nucleari

È stata posta in vendita nei giorni scorsi sul territorio degli Stati Uniti la prima benzina ottenuta in seguito a ricerche con le radiazioni nucleari.

Nel darne l'annuncio, la Esso Standard Oil Company definisce il nuovo prodotto « il carburante più puro che sia mai stato preparato » e la più importante applicazione industriale della ricerca atomica.

Da parecchi mesi era stato installato presso il Laboratorio della Standard a Linden un apparato a cobalto 60 di eccezionale potenza, le cui radiazioni sono state adoperate per individuare nella complessa struttura del petrolio determinati idrocarburi dannosi ai fini della durata dei motori. Nel corso delle ricerche sono stati ideati nuovi metodi che hanno permesso di eliminare questi dannosi elementi dalla benzina. (u. s.)

TECNICHE COSTRUTTIVE DEI CALCOLATORI ELETTRONICI

Tipi di Memoria a Registrazione Semipermanente

Tra i numerosi dispositivi atti a conservare un numero nell'interno di un calcolatore elettronico quelli a principio magnetico sono tra i più sfruttati, per la loro economicità, robustezza e sicurezza di funzionamento.

dott. ing. Silvano Ambrosio e dott. ing. Giuseppe Reviglio

0. - DISPOSITIVI DI MEMORIA

Si è già descritta, nel primo articolo della presente serie, la costituzione sommaria di un calcolatore elettronico; pertanto ci si limiterà ora solamente a ricordare che, tra i cinque organi principali che compongono il calcolatore, è compreso l'organo di memoria, cioè quel dispositivo (o quel gruppo di dispositivi) destinato a conservare, per un tempo più o meno lungo, dei dati ad esso inviati.

I mezzi comunemente impiegati per questa registrazione di dati sono svariati e basati su principi diversi; alcuni di questi (dispositivi a tubi elettronici, o a tubi a raggi catodici) sono già stati descritti nell'articolo citato.

Tra i tipi di memoria non a tubi occupano una posizione preminente alcuni apparati il funzionamento dei quali si appoggia su principi magnetici; sono i dispositivi oggi più diffusi nei complessi da calcolo costruiti in serie o in esemplari isolati, mentre altri tipi forse un po' più delicati come funzionamento (memorie a principio ferroelettrico) si incontrano solo in alcuni modelli costruiti in genere per scopi del tutto particolari. Si esamineranno quindi dettagliatamente le tecniche ed i principali artifici impiegati nella registrazione magnetica, limitando ad una descrizione più generale l'esame degli altri tipi, di impiego meno frequente.

1. - MEMORIE A PRINCIPIO MAGNETICO.

La famiglia delle memorie a principio magnetico si divide in due grandi categorie: memorie di tipo dinamico, in cui il mezzo su cui sono registrati i dati da ricordare si muove di fronte a testine di registrazione e di lettura, e memorie di tipo statico, nelle quali lo stato magnetico del mezzo di registrazione viene rilevato mediante impulsi elettrici che, inviati per mezzo di appositi circuiti ad ispezionare la zona interessata della memoria, ne rivelano la condizione dando origine a nuovi impulsi di forma e ampiezza diverse a seconda di quanto hanno trovato registrato.

1.0. - Dispositivi dinamici; principi di funzionamento.

I mezzi per la registrazione dinamica delle cifre binarie, che secondo codici particolari, rappresentano cifre decimali e caratteri alfabetici, sono costituiti da una superficie di materiale ferromagnetico la quale in genere è realizzata semplicemente con un deposito di una pellicola di ossidi ferrosi su un opportuno supporto (sostanza plastica, metallo non magnetico).

Al giorno d'oggi sono già entrati nella vita comune i registratori audio a nastro magnetico, il principio di funzionamento dei quali è già ben noto perchè valga la pena di descriverlo. La registrazione di cifre binarie, se da un lato presenta parecchie affinità con la registrazione dei suoni, d'altro lato se ne scosta per alcune caratteristiche che sono sostanzialmente diverse da quelle tipiche dell'altra registrazione.

Com'è noto la registrazione di frequenze sonore richiede che la forma d'onda da registrare entri in gioco non direttamente, ma come modulazione di una portante ultrasonica, la quale sparisce automaticamente nella riproduzione sia perchè si trova in un campo inudibile all'orecchio umano, sia perchè la maggior parte degli amplificatori ha un responso bassissimo per valori di frequenza così elevati. Inoltre nella registrazione musicale, essendo di fondamentale importanza il rispetto dei livelli sonori originari, occorre sempre che, sia all'atto della registrazione sia all'atto della riproduzione, non si giunga al limite di saturazione del mezzo registrante, a meno di inaccettabili distorsioni lungo l'intera catena.

Nella registrazione di impulsi invece ciò che interessa è che non si perdano in alcun modo degli impulsi, cioè che la differenza tra impulso e non impulso sia la più ampia possibile: pertanto ci si trova sempre di fronte a stati di saturazione, nell'una o nell'altra direzione, positiva o negativa.

Giova subito porre in evidenza i due metodi preferiti per la registrazione degli impulsi. Si ricordi anzitutto che, trattandosi di registrazione di cifre binarie, due sole saranno le eventualità da memorizzare, l'uno e lo zero, a ciascuna delle quali quindi si potrà fare facilmente corrispondere un ben definito stato di magnetizzazione del nastro.

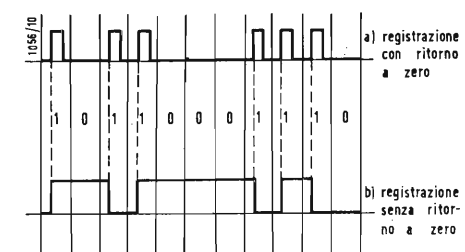



Fig. 1/1 - Tipi di registrazione.

Questo è il metodo più intuitivo e semplice di registrazione, nella quale per esempio alla cifra binaria 'uno' corrisponde uno stato di saturazione magnetica positiva, mentre alla cifra zero corrisponde lo stato di saturazione negativo. Pertanto il mezzo da registrare si trova abitualmente in condizioni di saturazione negativa, e la presenza degli 'uno' si manifesta con dei trattini nei quali la magnetizzazione è positiva, spinta alla saturazione.

All'atto della restituzione della registrazione, o lettura, il passaggio sotto una testina rivelatrice apposita fa corrispondere, mediante accorgimenti circuitali, a ciascun trattino saturato positivamente, l'emissione di un impulso di opportuno valore e segno, mentre il passaggio dei tratti a saturazione negativa non fa corrispondere alcuna emissione di corrente. Questi tratti a saturazione negativa non sono soltanto i tratti ove sono registrati gli zeri, ma anche i piccoli spazi tra ciascun impulso (o non impulso) e il successivo.

Il secondo metodo di registrazione non stabilisce alcuna corrispondenza biunivoca tra ciascuna cifra binaria ed un corrispondente stato di saturazione del mezzo magnetico: la presenza di un impulso 'uno' determina l'inversione della polarità di saturazione, mentre la presenza di uno 'zero' la lascia inalterata. In fig. 1/1, b) è indicata la sequenza di variazioni della saturazione magnetica di un nastro su cui sia stata registrata la successione di cifre binarie 1 0 1 1 0 0 0 1 1....; è facile vedere le notevoli differenze tra questo metodo (detto di non ritorno a zero) e il metodo precedente, per il quale la registrazione della stessa sequenza è rappresentata nella parte *a*) della stessa figura. Salta all'occhio che con il metodo di non ritorno a zero viene ridotto della metà il numero di variazioni da stato + a stato — ed è possibile aumentare la densità longitudinale di registrazione (cioè il numero di cifre binarie registrate nell'unità di lunghezza). Si consideri infatti quello che accade quando si deve rappresentare un « uno » nel metodo di ritorno a zero: ad un trattino saturato negativamente segue un tratto a saturazione positiva (l'uno), quindi un altro tratto con saturazione negativa. Ovviamente il passaggio tra zona positiva e zona negativa sarà immediato, ma ogni variazione di saturazione richiederà un certo spazio piccolissimo di mezzo registrante, perduto ai fini dell'utilizzazione per registrazioni. Dimezzando il numero di variazioni si dimezza quindi anche lo spazio perduto globale, e ne deriva uno sfruttamento maggiore della superficie di registrazione.

Fig. 1/2 - Circuito per registrazione senza ritorno a zero.

A questo vantaggio si contrappone però la leggera complicazione circuitale che nel metodo di non ritorno a zero accompagna i circuiti di scrittura o lettura di un dato registrato. La costituzione dell'organo di calcolo impone infatti che in qualunque caso la polarità degli impulsi elettrici ad esso inviati rappresenti il valore della cifra binaria corrispondente. Se quindi il primo metodo di registrazione, con ritorno a zero, realizza già di per sè la condizione richiesta dall'organo di calcolo, il secondo metodo richiede invece i seguenti artifici.

All'atto della registrazione occorre far sì che ad ogni impulso « uno » corrisponda una variazione di saturazione magnetica, e cioè un'inversione nel senso di circolazione della corrente entro gli avvolgimenti della testina. Ciò si ottiene facilmente (V. Fig. 1/2) facendo agire il treno di impulsi all'ingresso su un flip-flop, preceduto eventualmente da un invertitore quando la polarità degli impulsi « uno » non sia di per sè atta al suo pilotaggio. Le uscite di questo flip-flop agiscono su due interruttori elettronici i cui potenziali anodici si scambiano ogni qual volta il flip-flop inverte il suo stato di conduzione, cioè ogni volta che al suo ingresso si presenta un impulso « uno ». Allo scambio dei potenziali di placca dei due tubi corrisponde un'inversione nella direzione della corrente entro le spire della testina.

La decodificazione della lettura avviene in modo analogo (V. Fig. 1/3). I tubi interruttori vengono entrambi bloccati con un apposito impulso e, a parte le capacità proprie, si comportano come circuiti aperti. Dai punti A e B dell'avvolgimento della testina si prelevano le tensioni indotte dal passaggio di variazioni di magnetizzazione in corrispondenza della fessura del nucleo magnetico della testina. Queste variazioni (corrispondenti, come si è detto, a tanti « uno ») vengono rettificate, amplificate e squadrate mediante un rigeneratore (V. articolo precedente), determinando così la sequenza di impulsi necessaria per l'organo di calcolo (Bibl. 1).

1.00. - Nastri magnetici.

I procedimenti ora descritti trovano applicazione nelle memorie a nastro magnetico. Esse si basano sul principio dei registratori musicali a nastro avendo, come questi, due bobine per lo svolgimento ed il riavvolgimento del nastro rispettivamente, una testina di lettura e registrazione, ed una testina di cancellazione (non sempre però questa esiste poichè la registrazione stessa, realizzandosi attraverso saturazione del nastro, cancella quanto precedentemente registrato). La parte meccanica della memoria comprende ancora gli organi di messa in moto e di arresto del nastro; questi organi sono abbastanza complessi, costituiti da servomeccanismi ad azione rapidissima poichè durante il funzionamento del calcolatore il nastro può essere costretto a frequenti inversioni di marcia, arresti ed avanzamenti, per ricercare al momento opportuno i dati che interessano.

Nel caso più generale i dati sono registrati lungo più canali longitudinali; esistono tanti canali quante sono le cifre binarie occorrenti per rappresentare, in codice, un carattere alfabetico o numerico, più eventuali canali per controllo o segnalazioni. Tutte le cifre binarie relative a ciascun carattere si trovano su una stessa linea trasversale al nastro, di modo che è possibile, di-

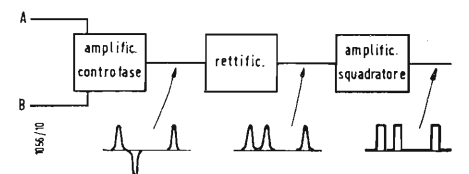



Fig. 1/3 - Circuito per la lettura della registrazione senza ritorno a zero.

sponendo di una testa di lettura per canale, leggere o registrare contemporaneamente tutte le cifre binarie di un carattere. I caratteri si susseguono l'uno dopo l'altro lungo il nastro con una densità notevolmente elevata. Infatti mentre trasversalmente, in una larghezza di circa mezzo pollice, sono affiancate al più 7 o 8 « macchie magnetiche », longitudinalmente si è giunti a 400 impulsi per pollice (160 per centimetro).

La corrente erogata dal tubo che determina la registrazione è di 10 ÷ 15 mA; mediante un trasformatore in discesa questa corrente viene portata a valori tali che, malgrado l'unica o le poche spire della testina registrante, si ottiene una forza magnetizzatrice di qualche ampere-spira; con questi valori è possibile portare a saturazione il mezzo registrante anche con fessure nella testina di registrazione di qualche centesimo di millimetro. In lettura si possono ottenere facilmente, ai capi dei due rami dell'avvolgimento della testina, tensioni dell'ordine di qualche decina (quando non di oltre un centinaio) di mV, con un rapporto segnale/disturbo molto elevato.

1.01. - Tamburi magnetici.

Una memoria a tamburo magnetico è costituita da un cilindro metallico, lavorato con tolleranze strettissime, che ruota ad alta velocità attorno al suo asse (parecchie decine di giri al secondo). La superficie laterale del cilindro è ricoperta di materiale ferromagnetico (polveri di ossidi ferrosi o sottilissimi depositi galvanici di Ni e Cr). Disponendo vicino a detta superficie una normale testina di registrazione e lettura, del tutto simile a quelle viste con le memorie a nastri, è possibile far ispezionare a questa testina quella porzione di superficie del cilindro che, nella rotazione, le viene a passare in corrispondenza. Questa porzione di superficie vien detta «canale», e corrisponde esattamente ad un intero canale longitudinale in cui si è visto essere idealmente suddiviso il nastro magnetico. Un opportuno numero di testine disposte lungo una generatrice del cilindro consente di esaminarne la intera superficie, che resta pertanto suddivisa in tanti canali quante sono le testine.

L'analogia con la costituzione delle memorie a nastro rende molto simile le tecniche di registrazione e di lettura (e le apparecchiature relative) a quelle già viste nel paragrafo precedente. L'unica differenza di una certa importanza sta nel fatto che le testine devono essere tenute rigorosamente staccate dalla superficie del tamburo, che verrebbe danneggiata da eventuali strisciamenti: questa distanza è dell'ordine di qualche centesimo di mm. Pertanto, non essendovi contatto tra testina e mezzo registrante, tanto la registrazione quanto la lettura si basano sulla esistenza di flussi dispersi intorno alla fessura della testina. Ciò porta in primo luogo alla riduzione delle tensioni di lettura che si manifestano ai capi della relativa bobina; questo inconveniente non dà però luogo a complicazioni, poichè l'amplificazione necessaria per portare le tensioni di lettura ai valori richiesti dagli organi del calcolatore è dell'ordine dei 60 ÷ 70 dB, quindi facilmente ottenibile con buoni amplificatori. Il secondo svantaggio è costituito dalla minore densità di registrazione, ma anch'esso non è molto grave, data la caratteristica di questo tipo di memoria, destinato fondamentalmente a registrare risultati intermedi di un calcolo o dati da riprendersi dopo breve intervallo, e quindi in numero non eccessivo. La memoria a nastro può contenere moltissimi dati, ma richiede lo svolgimento del nastro per renderli disponibili; il tamburo ne contiene molti di meno, ma ha il vantaggio di poter presentare qualunque dato nel piccolissimo tempo necessario perchè il tamburo compia una rivoluzione completa ed il dato richiesto sia passato sotto la corrispondente testina (Bibl. 2).

1.02. - Dischi magnetici.

Un altro mezzo di accumulazione di dati è costituito da un disco metallico, con le facce rivestite delle solite sostanze ferromagnetiche, sul quale le «macchie» magnetiche vengono lette e registrate da una testina portata da un braccio che può muoversi in modo analogo al braccio di un pickup fonografico. Anche in questo caso i principi della lettura e della scrittura di una cifra binaria sono identici ai precedenti; si fa però notare in misura maggiore l'inconveniente già lamentato con i tamburi, a cagione della relativa distanza tra la testina e la superficie di registrazione. L'inconveniente è ancora accentuato poichè, essendo due gli organi in movimento (il disco e la testina), e dovendosi tener conto dell'elasticità sia del disco sia del braccio che porta la testina, è indispensabile aumentare detta distanza, e di conseguenza aumentare le correnti che circolano entro le bobine delle testine. Purtroppo di questo tipo di memorie non si possono fornire dati quantitativi molto precisi, poichè la loro adozione è relativamente recente; chi scrive ha però potuto notare che in una memoria di tal genere, composta da più dischi sovrapposti ma ispezionati da una, due o al massimo tre testine, le tolleranze imposte dalla necessità di traslare il braccio tra l'uno e l'altro disco, e le vibrazioni dei dischi stessi rotanti, del diametro di circa mezzo metro, hanno fatto salire la distanza tra testa e superficie magnetica a valori dell'ordine del millimetro, con conseguenti difficoltà non indifferenti da superare.

1.1. - Dispositivi statici; principi di funzionamento.

Come già si è detto, nella maggior parte dei calcolatori i numeri non vengono rappresentati direttamente mediante le cifre decimali che li compongono, ma per mezzo di una codificazione in virtù della quale ad ogni cifra decimale corrisponde una ben definita combinazione di alcuni elementi binari e viceversa.

Supposto, tanto per fissare le idee, che per ogni cifra decimale occorrano quattro cifre binarie, un numero di n cifre decimali sarà rappresentato da $4n$ cifre binarie (dette più brevemente «bit», abbreviazione di *b*inary dig*it*), cui corrispondono, a seconda del valore, presenze o assenze di impulsi. Per trasferire questi $4n$ bit da un organo all'altro della macchina si possono seguire diversi metodi:

1) impiegare un solo canale lungo il quale si susseguono ad intervalli regolari tutti i $4n$ impulsi, disposti in ordine ben preciso (p. es. prima i quattro bit della cifra decimale più significativa, poi quelli della seconda, e così via): numerazione in serie;

2) impiegare $4n$ canali lungo i quali si propagano contemporaneamente tutti i $4n$ bit: numerazione in parallelo;

3) impiegare 4 canali lungo i quali si propagano contemporaneamente i quattro bit relativi a ciascuna cifra decimale; ogni quaterna di elementi segue la quaterna relativa alla cifra decimale precedente: numerazione in serie-parallelo.

Sono questi i metodi più sfruttati, ma è ovvio che se ne possano escogitare altri; vi si è accennato poichè appariranno più evidenti le differenze che distinguono le memorie magnetiche statiche da quelle ora viste, dinamiche.

Si è visto che, di norma, il nastro magnetico ha tanti canali quante sono le cifre binarie occorrenti per rappresentare una cifra decimale: ecco un esempio di numerazione in serie-parallelo. Sul tamburo magnetico è possibile servirsi dello stesso sistema, ed in genere lo si fa perchè, unificando il modo di rappresentazione, restano facilitati i trasferimenti di registrazioni da memoria a memoria. Si potrebbero però affiancare $4n$ canali, e rappresentare i numeri in parallelo, col vantaggio di un più breve tempo per la lettura di un numero (tutti gli impulsi viaggiano contemporaneamente anzichè in sequenza); questo metodo non è tn genere seguito per ragioni che è inuiile riportare in questa sede.

Fig. 1/4 - Caratteristica flusso/corrente di un elemento di ferrite (*a*) e di uno di ferroxdure (*b*).

Qualora sia necessario ottenere un numero nel minor tempo possibile, cioè conoscerne tutte le cifre binarie contemporaneamente, si ricorre appunto ai dispositivi magnetici di tipo statico; essi sono impiegati su quasi tutti i calcolatori come memoria ausiliaria dell'organo di calcolo, ove è possibile registrare tutti quei dati che a detto organo occorrono molto di frequente, e per i quali è indispensabile ridurre al minimo il tempo d'attesa, in cui l'organo di calcolo forzatamente resta inattivo.

Questo tipo di memoria si basa su una proprietà caratteristica di certe ceramiche ferromagnetiche (ferriti), le quali posseggono una curva di isteresi molto panciuta e quasi rettangolare (V. Fig. 1/4). Queste memorie vengono dette a coincidenza di correnti, perchè la registrazione di un dato si effettua soltanto, come si vedrà, quando lungo due determinati conduttori sono presenti *contemporaneamente* degli impulsi di corrente di valore determinato.

La caratteristica flusso/corrente di un elemento di ferrite è rappresentata in Fg. 1/4, a); in Fig. 1/4, b) è data la caratteristica del materiale Ferroxdure, la cui rettangolarità è ancora più pronunciata. Attorno ad ogni elemento sono avvolti due distinti fili ognuno dei quali può essere percorso da impulsi di corrente del valore ± I/2. Si supponga che in un certo momento la magnetizzazione residua sia negativa; la presenza di un impulso negativo di corrente su uno solo o su entrambi gli avvolgimenti non determinerà alcun mutamento di magnetizzazione, e così pure avverrà se uno solo dei due fili sarà percorso da un impulso di valore + I/2. Ma se su entrambi i fili ci sarà un impulso + I/2, la corrente complessiva sarà tale da magnetizzare il nucleo positivamente; e questa magnetizzazione resterà anche cessati gli impulsi, appunto per il fenomeno dell'isteresi.

Attribuendo ai due stati magnetici

Fig. 1/5 - Anello di ferrite (nucleo magnetico) e matrice di nuclei.

i valori «uno» e «zero» si avrà a disposizione un elemento registratore di cifre binarie (Bibl. 3, 4).

1.10. - Nuclei magnetici.

Nella realtà pratica, il nucleo di ferrite assume forma toroidale, e i due avvolgimenti sono costituiti da due semplici conduttori che attraversano il foro centrale dell'anello in verso opportuno (Fig. 1/5, a). La ragione della presenza dei due fili è facilmente compresa dall'esame della fig. 1/5, b). Si abbiano diversi anellini di ferrite disposti in intreccio regolare (matrice): volendo registrare qualche cosa su un solo anello è possibile raggiungere lo scopo inviando contemporaneamente gli impulsi I/2 sui due fili, uno orizzontale e uno verticale, che si incrociano in corrispondenza dell'anello prescelto. Solo questo anello sarà attraversato da entrambi gli impulsi ed assumerà la magnetizzazione voluta; tutti gli altri, che sono attraversati da un solo impulso o da nessuno, non muteranno il loro stato. Il sistema di reperimento, come si vede, è simile a quello di identificazione di un punto in un piano mediante le sue coordinate cartesiane.

La registrazione, come si è visto, è molto semplice; per la lettura di ciò che un dato anello registra è necessario servirsi di un terzo conduttore, quello che in figura è rappresentato come attraversante, secondo successivi tratti diagonali, tutti i nuclei della matrice. Giova dire anzitutto che la lettura di una registrazione è distruttiva, cioè che qualunque sia la magnetizzazione che il nucleo ha prima della lettura, effettuata la stessa il nucleo avrà *sempre* magnetizzazione di segno ben determinato. La lettura si effettua infatti inviando nei soliti due fili perpendicolari e definenti il nucleo, un impulso di valore, p. es., — I/2. È evidente che lo stato finale del nucleo sarà sempre di magnetizzazione negativa: se il nucleo era già magnetizzato negativamente (contenuto «zero») gli impulsi non ne hanno variato lo stato; se invece era magnetizzato positivamente (contenuto «uno») la presenza dei due impulsi avrà invertito la polarizzazione. È appunto la eventuale inversione di magnetizzazione che viene sfruttata per indicare la registrazione preesistente; questa inversione, quando si verifica, induce un impulso di corrente lungo il terzo conduttore (diagonale). Pertanto la presenza di un impulso nei circuiti facenti capo a questo terzo filo sta ad indicare che, nel nucleo esaminato, esisteva un «uno».

Due sono gli svantaggi di questo tipo di registrazione: il primo sta nel fatto che, essendo la lettura distruttiva, per non perdere il dato registrato occorre comandarne subito il ripristino (ottenuto un attimo dopo mediante una linea ritardatrice o «di ritardo» *R*, indicata nella fig. 1/6). Il secondo svantaggio è dovuto al fatto che questo dispositivo, anzichè limitarsi a distinguere soltanto la presenza o l'assenza di un impulso, come sinora si è visto, si può trovare di fronte ad una triplice alternativa: l'assenza di impulsi (i = 0), la presenza di un solo impulso (i = I/2) e la presenza di due impulsi (i = I), la quale sola deve determinare certi effetti. Questo fatto impone ai nuclei di cui sono composte le matrici tolleranze assai strette sulle caratteristiche; di qui i controlli rigorosi che i costruttori effettuano su *tutti* i nuclei prima di inserirli al loro posto (si pensi al paziente lavoro di smontaggio e rimontaggio conseguente alla necessità di sfilare un anellino difettoso e sostituirlo).

Malgrado questi lievi inconvenienti le memorie a nuclei di ferrite sono oggi presenti in tutti o quasi i calcolatori elettronici di grandi dimensioni. Ciò è dovuto al relativamente basso costo (materiali abbastanza comuni), ai ridottissimi consumo e ingombro ed alla notevole sicurezza del loro funzionamento. Le dimensioni dei nuclei sono assai piccole: diametro esterno di qualche mm e spessore inferiore al mm; una matrice di 64 × 64 nuclei (capace quindi di registrare 4096 cifre binarie) non raggiunge i 30 cm di lato ed è spessa 2 o 3 cm. Il valore I dovuto alla sovrapposizione dei due impulsi è dell'ordine dell'ampere, la densità del flusso di saturazione vale qualche milionesimo di weber/m² ed il rapporto tra il flusso Φ (— I/2) ed il flusso Φ (I) (v. Fig. 1/4), detto anche indice di rettangolarità, vale da 0.6 a 0.8 a seconda dei materiali impiegati. Quanto più questo indice è alto, tanto più si è sicuri che gli impulsi isolati di lettura (del valore — I/2) non alterano di molto il flusso nel nucleo, consentendo ancora in occasione di una lettura successiva (presenza dei due impulsi) una notevole variazione di flusso nel nucleo stesso. Il tempo di inversione della saturazione nel nucleo è all'incirca inversamente proporzionale alle dimensioni fisiche del nucleo, e vale al massimo 1 μ sec.

Fig. 1/6 - Schema semplificato dei circuiti di lettura e ripristino.

1.11. - Impiego dei nuclei magnetici per altri fini.

Benchè lo scopo del presente articolo sia quello di descrivere alcuni tipi di memoria, si vuole ora accennare ad un altro impiego dei nuclei magnetici nei calcolatori elettronici che esce dall'argomento specificato.

Si tratta più precisamente della possibilità di trasformare una sequenza di impulsi binari, indicante una data cifra decimale, nella rappresentazione della stessa cifra, scritta nella forma abituale in cui l'uomo la tratta (cifra

araba), sullo schermo di un tubo a raggi catodici.

Per raggiungere lo scopo si impiega nuovamente una matrice di nuclei, p. es. di 8 × 12 elementi, la quale è dotata, oltrechè dei soliti fili verticali ed orizzontali, di dieci altri conduttori, ognuno dei quali attraversa soltanto certi nuclei, opportunamente scelti per lo scopo prefisso (Bibl. 1).

Si consideri la fig. 1/7 e si immagini

Fig. 1/7 - Rappresentazione visiva di una cifra decimale.

che ad ogni intersezione di un filo verticale con uno orizzontale sia disposto, anche se non indicato in figura, un anellino. Per determinare la forma di una data cifra, si fa passare il filo di lettura non già diagonalmente attraverso a tutti gli anellini, come avviene nei normali dispositivi di memoria, ma solo attraverso ad un certo numero di anelli la cui posizione nella matrice è tale da raffigurare la cifra desiderata (nel caso in esempio la linea piena serve per la cifra 5, la linea tratteggiata per l'uno). Il filo di lettura è collegato ad un circuito che modula l'intensità del fascio emesso dal catodo del tubo a r.c., in modo tale che quando nel filo stesso circola un impulso di corrente, in un determinato punto dello schermo appaia una macchia luminosa. Se inizialmente tutti i nuclei sono in saturazione negativa (condizione zero), portandoli in condizione « uno » successivamente, con una scansione sistematica e totale della matrice simile a quella per cui il pennello elettronico percorre lo schermo del tubo, il filo di lettura rileverà le variazioni di tensione solo di quei nuclei che si trovano infilati su di esso. Sincronizzando perfettamente le due scansioni, della matrice e del tubo, si determineranno sulla superficie di quest'ultimo tante macchioline luminose corrispondenti, come posizione, ai nuclei attraversati dal filo di lettura.

In una sola matrice di nuclei sono infilati tanti fili quante sono le cifre da rappresentare, ma per modulare il fascio elettronico verrà scelto ogni volta il filo lettore della cifra che si deve raffigurare. Il filo scelto sarà determinato dalla sequenza di impulsi che rappresenta, in codice binario, la cifra decimale relativa.

Scegliendo opportunamente la sostanza che riveste l'interno dello schermo del tubo è possibile assicurare una persistenza dell'immagine rappresentata sufficiente a consentirne la fotografia; inoltre, con l'aggiunta di opportuni circuiti di deflessione è possibile rappresentare una successione di cifre non sempre sulla stessa porzione di schermo, ma in posizioni successive, vicine l'una all'altra. Il numero così rappresentato nell'interno della macchina mediante codice binario può venir quindi rapidamente convertito nella sua rappresentazione decimale leggibile dall'uomo. Tenuto conto che la saturazione di ciascun nucleo può venir alterata in poco meno di un μsec, per « leggere » l'intera matrice occorreranno circa da 1/5 a 1/8 di msec, cioè si potranno presentare alla superficie del tubo alcune migliaia di cifre al secondo. Su un tubo da 17 pollici possono trovar posto comodamente 8 o 10 mila cifre, che richiedono un secondo o poco più per venir rappresentate. La rappresentazione sullo schermo del tubo cambia quindi una volta al secondo ed è quindi molto facile fotografarla. Naturalmente quanto detto per le cifre decimali vale anche per i caratteri alfabetici, purchè la macchina sia naturalmente in grado di manipolarli con una opportuna codificazione binaria.

2. - MEMORIE A PRINCIPIO FERROELETTRICO.

Un tipo di memoria che sotto certi aspetti è assai affine alle memorie magnetiche è la memoria ferroelettrica, che si basa su un principio di isteresi simile a quello delle memorie magnetiche. I materiali ferroelettrici (tra questi il più sfruttato è il titanato di bario) sono quei materiali dielettrici nei quali spontaneamente si formano dei dipoli elettrici, che si dispongono parallelamente l'uno all'altro per effetto di interazioni mutue. A cagione di questa allineabilità dei dipoli la curva della polarizzazione dielettrica (ordinate) in funzione della tensione applicata (ascisse) presenta un andamento analogo a quello di fig. 1/4, relativa ai materiali ferromagnetici. Variazioni di polarizzazione dielettrica in una sostanza ferroelettrica mutano il valore della capacità di un condensatore che abbia come dielettrico detta sostanza. Chiameremo condizione « zero » quella condizione di polarizzazione per cui la capacità di un siffatto condensatore sia la più bassa possibile; chiameremo condizione « uno » quella di capacità più elevata.

Anche con questo tipo di memoria la lettura si effettua inviando un impulso che costringa il condensatore ferroelettrico a polarizzazione di valore « zero », ed anche in questo caso si avranno delle differenze di comportamento a seconda di quanto il condensatore registrava prima dell'impulso di lettura. Questo comportamento viene esaminato mediante un semplicissimo circuito d'uscita (V. Fig. 2/1): la capacità della memoria, M, si trova in serie ad una capacità di tipo solito, C_u, e pertanto il valore della capacità risultante può assumere due valori diversi a seconda dei due stati di polarizzazione della memoria. Un impulso di lettura applicato all'ingresso sarà quindi presente all'uscita con una minore o maggiore ampiezza a seconda della capacità di M: quest'ampiezza indica appunto il valore della cifra binaria registrata.

Quattro sono le cose da notare: 1) che anche in questo caso la lettura è distruttiva poichè forza la memoria in condizione di registrazione « zero » qualunque ne fosse il precedente contenuto; 2) è indispensabile mettere in parallelo al condensatore C_u un diodo che non lasci passare verso l'uscita gli impulsi negativi di registrazione degli « uno »; 3) poichè la registrazione è funzione della polarizzazione interna del materiale, e non di carica di superficie, la memoria è in grado di conservare anche per lungo tempo la registrazione impartitale, perfino se i suoi elettrodi vengono cortocircuitati; 4) la velocità di commutazione sta nella gamma del MHz (Bibl. 7).

Le scarsissime interferenze che elementi abbastanza piccoli di questi cristalli possono esercitare su elementi contigui dello stesso cristallo rende possibile raggruppare su piccole aree moltissime « celle elementari » per la registrazione di una cifra binaria. In un cm² di lastra spessa 12/100 di mm possono venir registrate senza interferenze circa 400 cifre binarie.

La scelta della cella interessata si effettua anche in questo caso mediante una disposizione cartesiana: le armature $A1$ (Fig. 2/1) di tutte le celle allineate su di una linea orizzontale sono

Fig. 2/1 - Principio della memoria ferroelettrica.

collegate in parallelo, mentre pure in parallelo sono collegate le armature $A2$ di tutte le celle disposte lungo una linea verticale (Fig. 2/2). L'azione dei selettori x e y, ponendo in connessione rispettivamente con l'ingresso e l'uscita una sola linea orizzontale e verticale, fanno sì che solo attraverso la cella posta all'incrocio delle due linee si chiuda il circuito della memoria, e danno quindi la possibilità di reperire qualunque cella dell'intera lastra. Naturalmente, per garanzia di funzionamento corretto, è bene applicare ad uno dei due terminali di ingresso un impulso $+ V/2$ pari a metà dell'impulso $+ V$ polarizzante, applicando all'altro terminale un altro impulso di valore $V/2$, ma di segno oppposto (Bibl. 6).

3. MEMORIE A DIODI.

Un altro tipo di memoria a funzionamento rapido come i precedenti è quella che verrà ora descritta, costituita da due diodi ed un condensatore.

Fig. 2/2 - Riferimento di una cella ferroelettrica.

Come si vede in Fig. 3/1, i due diodi sono connessi in serie, con l'anodo di uno collegato al catodo dell'altro; a questo punto di connessione è collegata un'armatura di un condensatore C, l'altra armatura del quale va a massa attraverso una resistenza R. Il punto di connessione tra condensatore e resistenza viene sfruttato per la lettura e la registrazione (Bibl. 8).

Normalmente i due diodi sono polarizzati entrambi in direzione inversa poichè all'anodo libero è applicata una conveniente tensione negativa (p. es. — 4 V), ed al catodo libero è applicata un'opportuna tensione positiva (+ 4 V). È facile osservare che il punto di mezzo tra i due diodi può trovarsi a diversi valori del potenziale senza

Fig. 3/1 - Memoria a diodi e condensatore.

che i diodi conducano: basta p. es. che detto potenziale non possa superare i limiti di + 2 o — 2 V, e la non conduzione è assicurata. Quando il potenziale intermedio tra i diodi vale + 2 V la cella di memoria così costituita contiene un « uno »; se detto potenziale vale — 2 V la cifra registrata è uno zero.

La lettura di ciò che è registrato si fa forzando a tensione zero (massa) i due elettrodi liberi della coppia di diodi. Allora, e solo allora, uno dei due diodi potrà condurre (quello di sinistra se la tensione intermedia era di — 2 V, quello di destra se essa era + 2 V); di conseguenza ai capi della resistenza R si manifesterà una tensione, la polarità della quale indica la cifra registrata. Al punto U sono collegati i circuiti di utilizzazione della lettura. Il fenomeno della lettura determina una variazione della tensione nel punto B, il cui valore assoluto tende ad annullarsi in un tempo proporzionale alla costante RC; occorre quindi riscrivere la registrazione preesistente alla lettura, e ciò viene effettuato in modo analodo alla primitiva registrazione di un dato: si forza il punto U al valore desiderato (+ 2 V) mentre i punti A e C sono collegati a massa. Quando si riportano i punti A e C al loro valore di riposo, la carica del condensatore resta invariata, e non viene alterata da successive variazioni di tensione in U, purchè queste non superino i 2 volt. Solo in questo caso infatti si ha sufficiente garanzia che i due diodi restino polarizzati inversamente.

Questo tipo di memoria, pur essendo rapidissimo, è più ingombrante degli altri tipi descritti nel presente articolo ed anche essendo abbastanza economico non ha incontrato la diffusione che hanno incontrato le memorie a nuclei, altrettanto economiche, compatte, e di sicurissimo funzionamento.

Di un altro tipo di memoria a diodi si è già parlato su questa Rivista (Bibl. 9); resta ancora la numerosa famiglia delle memorie a registrazione circolante, o linee di ritardo, per la descrizione delle quali si rinvia il lettore ad un prossimo articolo.

4. - BIBLIOGRAFIA.

(1) *Review of Input and Output Equipment Used in Computing Systems*, AIEE-IRE-ACM Computer Conference. March 1953.

(2) *Combined Reading and Writing on a Magnetic Drum*, by J. H. McGuigan. Proceedings of the I.R.E. October 1953.

(3) *Ferrite Speeds Digital Computers*, by D. R. Brown and E. A. Shoenberg. Electronics. April 1953.

(4) *Ferrite-Core Memory is Fast and Reliable*, M. A. Alexander e altri. Electronics. Feb. 1956.

(5) *A Myriabit Magnetic-Core Matrix Memory*, by J. A. Raichman. Proceedings of the IRE. October 1953.

(6) *Ferroelectric Material as Storage Elements for Digital Computers*, by J. R. Anderson. Communication and Electronics. Jan. 1953.

(7) *Memory Matrix Using Ferroelectric Condensers as Bistable Elements*, by Charles F. Pulvari, Journal of the Association for Computing Machinery. July 1955.

(8) *Diode-Capacitor Memory*, Electronics. November 1953.

(9) *Memorie per Calcolatrici con Diodi a Gas*, P. Nucci. l'Antenna. Luglio 1957.

nel mondo della TV

Austria

L'11 aprile u. s. è entrato in servizio un ripetitore TV a Schmittenhöhe, Zell-am-See. Trasmette sul canale 5 con una potenza irradiata picco video di 0,5 W.

Il 14 aprile, la potenza del ripetitore di Baden, presso Vienna, è stata portata da 100 mW a 10 W (potenza irradiata picco video).

Si ha notizia infine che il 4 aprile u. s. è entrato in servizio, a titolo sperimentale, il trasmettitore di Kahlemberg in banda IV (519 — 526 MHz). Irradia 10 kW picco video e 2 kW audio in direzione SO.

Portogallo

Nel 1955 fu costituita la società RTP (Radiotelevisao Portuguesa, con sede a Lisbona) e nell'aprile 1956 si iniziarono gli appalti per l'aggiudicazione delle commesse. Nell'agosto del 1956, con la collaborazione della RCA e della Fernseh, furono eseguite delle trasmissioni sperimentali alla Fiera popolare di Lisbona. Nell'ottobre dello stesso anno la RTP inaugurò un periodo di trasmissioni sperimentali con un impianto da 250 W posto a Monsanto, là dove verrà sistemata l'antenna definitiva di Lisbona. Vennero utilizzati degli studi provvisori, in attesa del completamento di quelli definitivi previsti nel biennio 1958-59.

Verso la fine del 1957 fu possibile mettere in funzione i trasmettitori definitivi di Coimbra, Lisbona, Porto e, all'inizio del 1958, quelli di Montejunto e Monchique.

Essi trasmettono, rispettivamente, sui canali 3, 7, 9, 5 e 6 e servono complessivamente circa 5 milioni di abitanti.

Il trasmettitore di Lisbona è posto a Monsanto, a circa 5 km dal centro della capitale. Potenza picco video 10 kW audio 2 kW. Le antenne sono sistemate su una torre di 80 m.

A Monte da Virgem è installato il trasmettitore di Porto tecnicamente uguale a quello di Lisbona. A Coimbra è installato l'unico trasmettitore in banda prima (canale 3 con potenza picco video di 12 kW.

Il trasmettitore di Monchique è il più recente della rete portoghese. È entrato in servizio alla fine di aprile e a una potenza picco video di 100 W. Le antenne sono direttive verso il porto di Faro.

A causa del terreno montuoso si è reso indispensabile disporre un ulteriore trasmettitore a Montejunto, tra Lisbona e Coimbra. La sua potenza picco video è di 400 W con irradiazione sensibilmente omnidirezionale.

I trasmettitori di Lisbona, Montejunto, Coimbra e Porto sono connessi con ponte hertziano a due vie simultanee e indipendenti. Un dispositivo di sicurezza permette la sostituzione automatica di un trasmettitore o di un ricevitore in avaria con altro trasmettitore o ricevitore di riserva su l'una o su l'altra di queste due vie. Il trasmettitore di Monchique riceve direttamente il segnale video da Lisbona.

Si prevede un prossimo ulteriore sviluppo della rete TV con l'impiego di un adeguato numero di ripetitori.

Repubblica Federale Tedesca

La Bayerischer Rundfunk annuncia che il trasmettitore TV di Passau ha variato il canale di funzionamento. Il 12 febbraio u.s. è passato dal dal canale 5 al canale 7, polarizzazione orizzontale. È previsto che all'entrata in funzione del trasmettitore di Brodjacklriegel il trasmettitore di Passau verrà definitivamente spostato sul canale 9.

Sono pure entrati in servizio due ripetitori: uno sullo Jenner (presso Berchtesgaden) sul canale 10, il 29 gennaio; un secondo sul Rauschberg (presso Ruhpolding) sul canale 6, il 12 febbraio.

La Süddeutscher Rundfunk ha messo in esercizio il trasmettitore di Aalen, nel Wurtemberg il 17 aprile, in sostituzione di un preesistente ripetitore. Funziona sul canale 8 con potenza irradiata picco video di 20 kW.

La Südwestfunk ha proseguito il piano di estensione della rete TV, mettendo in esercizio 6 nuovi ripetitori con potenza irradiata picco video di 0,5 W. Essi sono stati installati a Calw (I) Calw (II) canale 7; Tuttlingen canale 6; Betzdorf canale 8; Kirchen canale 10; Herdorf canale 11.

Misuratore di Distorsione Totale e di Rumore di Fondo*

Si tratta di uno strumento professionale adatto a misure di distorsione totale e del livello di rumore di fondo e di ronzio nelle apparecchiature ad audio frequenza. Esso consente inoltre di misurare il livello in dB in una linea a 600 ohm con riferimento al livello di un milliwatt.

a cura del dott. ing. Franco Simonini

NEGLI SCORSI NUMERI de *l'antenna* abbiamo descritto tutta una serie di generatori di bassa frequenza terminando con un tipo per la misura dell'intermodulazione. Illustreremo invece ora gli strumenti per la misura delle percentuali di distorsione.

La misura della distorsione può venir eseguita in due modi distinti. Il primo, il più semplice, che descriviamo in questo articolo consiste nell'eliminare con un filtro la fondamentale e misurare il livello del residuo alternato che naturalmente comprende sia la seconda che la terza quarta armonica ecc. Per questo motivo la misura viene detta di «distorsione totale».

Per le caratteristiche tecniche dello strumento impiegato, che più avanti esamineremo in dettaglio, oltre al livello delle armoniche in pratica si misura un certo residuo della fondamentale (dipendente ovviamente dalle caratteristiche del filtro) ed il residuo alternato della tensione di alimentazione più ogni altro disturbo che cade fuori banda come frequenza rispetto alla fondamentale e che per conseguenza non viene attenuato dal filtro.

La misura della distorsione totale è sempre quindi una misura di discreta approssimazione ma non sempre attendibile quanto a risultati.

Per questi motivi ad essa viene abbinata di solito una misura del rumore di fondo con cui l'operatore può risalire abbastanza facilmente alla verità.

Il secondo metodo di misura fa uso di un analizzatore d'onda (wawe analyzer) o voltmetro selettivo che permette di leggere i livelli delle varie armoniche e compararli a quello della fondamentale. In tal modo la misura diviene più precisa ed accurata e soprattutto più sicura.

Il rumore di fondo viene così escluso ed il filtro di cui viene munito l'analizzatore d'onda introduce un'attenuazione elevatissima per tutte le frequenze fuori banda passante, attenuazione molto superiore a quella conseguibile con i mezzi di cui è dotato il misuratore di distorsione totale.

Di questo tipo di misura dei livelli in gioco a varie frequenze tratteremo in un prossimo numero della Rivista.

1. - LE PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO.

1.0.1. - Campi di misura della distorsione:

0,3 — 1 — 10 — 30%

1.0.2. - Campi di misura del rumore di fondo:

Fino a 80 dB sotto al 100% di modulazione col tipo 1931 - A o 80 dB sotto un livello di bassa frequenza di zero dB.

1.0.3. - Campo di frequenza coperto:

Dai 50 ai 15.000 Hz in fondamentale per la misura di distorsione; 30 ÷ ÷ 45.000 Hz per la misura dell'hum e del rumore di fondo.

1.0.4. - Campo di misura in dB:

Il campo in rapporti di potenza si estende dai +20 ai —60 dB. I valori fondo scala sono +20; +10; 0, —10; —20; —30; —40 dB. La scala si riferisce ad un livello base di 0,775 V (1 mW su 600 Ω).

1.0.5. - Campo delle tensioni d'ingresso:

Si estende da 1,2 a 30 V per 100 kΩ di impedenza d'ingresso e da 0,8 a 30 V per l'ingresso bilanciato a 600 Ω.

1.0.6. - Approssimazione di misura:

Per la misura di distorsione: ± 5% del fondo scala di ogni portata di misura ± il residuo alternato. Per la misura dei rumore di fondo ± 5% del fondo scala.

1.0.7. - Impedenza d'ingresso:

Sono previsti due ingressi separati: sbilanciato con 100 kΩ e 600 Ω bilanciato o sbilanciato (impedenza media circa 10 kΩ).

1.0.8. - Livello di distorsione residuo:

Ingresso a 100 kΩ:
0,05% fino ai 7.500 Hz
0,1% sopra i 7.500 Hz

Ingresso bilanciato:
0,1% massimo tra i 50 ed i 70 Hz.
0,05% massimo tra i 70 e 7.500 Hz.
0,1% massimo sopra i 7.500 Hz.

1.0.9. - Livello di rumore di fondo dell'apparato:

Inferiore agli 80 dB.

1.0.10. - Strumento:

A larga scala illuminata dall'interno e tarato in percentuali di distorsione e dB.

1.0.11. - Tubi impiegati nell'apparato:

4 — 6J5 1 — 6H6
1 — 6SN7GT 1 — 6X5GT
1 — 6K6GT 2 — OD3/VR150

1.0.12. - Alimentazione:

In c.ca 105 ÷ 125 o 210 ÷ 250 V 50 — 60 Hz con un assorbimento di potenza di 60 W circa.

L'alimentazione in c.c. è stabilizzata elettronicamente. L'alimentazine in c.a. non ha alcun effetto apprezzabile sul comportamento dello strumento. (Rumore di fondo proveniente dalla linea in c.a.).

***

Questo strumento come impiego è previsto accoppiato al generatore di bassa distorsione tipo 1301 - A sempre della G.R. già da noi descritto. Quest'ultimo alimenta l'ingresso dell'amplificatore sotto misura mentre l'analizzatore di distorsione viene col-legato all'uscita dell'apparato.

Rispetto all'analizzatore d'onda il misuratore di distorsione totale presenta i vantaggi di essere oltre che di minore costo di messa a punto molto più rapida e di comandi molto meno complicati. Sotto questi punti di vista esso è quindi uno strumento tipicamente semiprofessionale che potrà risultare utilissimo per i piccoli laboratori oltre che per gli amatori di Hi-Fi.

(*) Il misuratore di distorsione totale e di rumore di fondo tipo 1932-A è costruito dalla General Radio Co., rappresentata in Italia dalla Ditta ing. S. & dr. Guido Belotti, di Milano.

2. - LO SCHEMA ELETTRICO.

In fig. 2 è riportato lo schema di principio semplificato dello strumento. Come si vede esso è composto di due stadi ben distinti:

Un circuito di attenuazione che comprende un filtro RC. Il circuito relativo è molto noto ai lettori della rivista che lo hanno visto spesso adottare in molti schemi di oscillatori RC. Le due resistenze l'una in serie e l'altra in derivazione alle due sezioni del cindensatore variabile permettono con adatta commutazione la determinazione delle portate della banda di lavoro mentre il variabile permette la regolazione fine, di banda, per l'eliminazione del livello della fondamentale.

Un circuito di voltmetro amplificato costituito da 4 sezioni a triodo amplificatrici e da un diodo rettificatore finale che alimenta lo strumento di misura.

Il circuito di filtro viene applicato tra due triodi di una catena di amplificazione in cui è introdotta un'energica controreazione di tensione dalla placca dell'ultimo stadio al catodo della prima sezione amplificatrice. I rapporti di fase però sono tali che solo con la rotazione di fase introdotta nel circuito RC si ha l'eliminazione della fondamentale che i comandi possono ridurre nel campo dai 50 ai 15.000 Hz.

Questo circuito presenta quindi tutti i vantaggi in sostanza nel metodo di riduzione a zero. L'attenuazione che viene introdotta per il segnale della fondamentale si aggira sui 68 dB. Come risulta dalla fig. 1 in questo caso

Fig. 1 - Andamento della larghezza di banda del filtro, all'aumentare della attenuazione.

la larghezza di banda diviene di 0,1 Hz appena. Ne consegue che per misure sotto l'uno per mille di distorsione la regolazione di zero diviene abbastanza critica, non solo ma conviene utilizzare un generatore di bassa frequenza che, oltre presentare una ridottissima distorsione totale nel segnale di uscita, permetta anche una notevole stabilità di frequenza.

Vale la pena quindi di impiegare per queste misure un oscillatore per punti che elimini tutte le instabilità inerenti al comando meccanico di frequenza e che permetta con le numerose commutazioni del «punto» l'impiego di circuiti RC del tipo a ponte che permettono un'azione filtrante più efficace e quindi meno distorsione nel segnale di uscita.

Non appena però la distorsione totale si aggira sull'1%, come avviene nella maggioranza dei casi, la misura diviene molto meno critica e per conseguenza anche molto più rapida.

I campi di lavoro sono d'altra parte 5 e cioè da 50 a 150 Hz, da 150 a 500 Hz, da 500 a 1500 Hz, da 1,6 a 5 kHz, da 5 a 15 kHz. Con un simile allargamento di gamma la sintonia diviene molto più facile che non nei normali strumenti di questi tipo. L'analogo analizzatore di distorsione totale della Heath ad esempio ha solo tre gamme.

A facilitare d'altra parte la sintonia dello strumento sta il fatto che la frequenza viene direttamente letta su due scale opportunamente graduate. Il comando sia del variabile «*C*» che della resistenza di compensazione «*R*» vengono realizzati con due manopole che agiscono con opportuna demoltiplica in modo da realizzare una regolazione di tipo «verniero».

Tutte le commutazioni sono qui realizzate a pulsante sia per le bande di lavoro, che per la misura dei livelli di rumore di fondo e per la scelta dell'impedenza d'ingresso. Per queste sue caratteristiche pratiche lo strumento si avvicina così costruttivamente al generatore della G.R. 1301-A per segnali a bassa distorsione al quale, come abbiamo già detto, esso viene di solito accoppiato per le misure.

Le commutazioni a pulsante oltre che essere molto sicure permettono anche una notevole rapidità di manovra e facilitano quindi l'impiego dello strumento specie per le operazioni di collaudo.

La commutazione relativa agli ingressi permette il collegamento tramite di jack (INPUT e LOW) del fronte del pannello. Le commutazioni provocate dalle spine dei jack eliminano ogni collegamento verso le morsettiere di attacco previste nel resto dello strumento.

Inserendo solo un jack nella presa «Imput» si ha il collegamento all'ingresso in dissimmetrico mentre se si infila un jack anche nella spina «Low» si ottiene il collegamento in simmetrico al primario del traslatore con 600 Ω di ingresso.

Le commutazioni relative al funzionamento dell'apparato permettono di scegliere tra due differenti prestazioni dello strumento: misura della distorsione (DIST) del rumore di fondo (NOISE) del livello in dB (dBm).

Per la misura della distorsione e del

Fig. 2 - Schema semplificato dello strumento.

Fig. 3 - Schema elettrico dell'apparato.

rumore di fondo si esegue in pratica la misura di un rapporto e rispettivamente:

— tra la tensione di uscita ed il residuo di armoniche per la distorsione;
— tra la massima tensione di uscita ed il rumore di fondo in assenza di segnale all'ingresso dell'amplificatore.

È quindi conveniente ai fini della facile lettura del rapporto portare la lettura del segnale in arrivo dall'uscita dell'amplificatore fino ad un fondo scala od altro valore che si ritiene più adatto.

Allo scopo viene inserito il comando «CAL» (sta per «calibrate») in sostanza un semplice potenziometro, disposto all'ingresso, che varia la sensibilità della catena degli stadi amplificatori.

Nel caso della misura della distorsione le commutazioni inseriscono in serie tra loro gli stadi amplificatori relativi al filtro RC e quelli del voltmetro amplificato mentre per la misura del rumore di fondo l'entrata degli stadi di filtro viene collegata a massa, e solo il voltmetro amplificato viene collegato al potenziometro CAL di entrata.

Come è possibile rilevare sia dallo schema semplificato che da quello completo di fig. 4, nel caso della misura del livello in dB (VOLUME LEVEL) l'entrata della sola catena di stadi relativa al voltmetro amplificato viene collegata ai capi di un partitore tarato disposto in entrata e predisposto come commutazioni dai pulsanti contrassegnati con la scritta dBm.

In questo modo la sensibilità massima fondo scala sarà di 8 mV circa (— 40 dB) commutabile con 7 pulsanti fino alla portata di minima sensibilità di 8 V circa, fondo scala (+ 20 dB).

Il livello infatti è riferito a 1 mW su 600 Ω, vale a dire a 0,775 V in fondo scala per la portata 0 dB.

La lettura in dB si presenta come poco pratica e complessa ai principianti ma tutto sta a impratichirsi ed a ricordare che + 10 dB corrisponde ad una moltiplicazione per 3 circa mentre + 20 dB corrisponde a × 10 e così via ed il segno meno indica la divisione per gli stessi rapporti di livello.

Questo strumento si presta quindi anche alla misura del livello ed in questo si differenzia nettamente da altri strumenti similari come ad esempio il distorsiometro Heath di classe oltre che di costo molto minore; in quest'ultimo infatti per eseguire la misura del livello occorre fare riferimento ad un dato livello in entrata (prelevato da uno strumento di misura generatore di bassa con voltmetro incorporato) e con questo regolare con potenziometro in entrata la sensibilità fino al corretto valore di fondo scala.

Il problema fondamentale dal punto di vista circuitale del misuratore di distorsione totale è concentrato nello stadio di filtro per la fondamentale. È infatti necessario che questo introduca un minimo di distorsione. Non c'è quindi da stupirsi se in questi stadi la controreazione abbonda e se un potenziometro semifisso ai capi del carico catodico del primo stadio, permette la regolazione del punto di lavoro come negativo di griglia. Un altro potenziometro semifisso consente invece una regolazione della controreazione che viene prelevata come segnale dal circuito anodico dell'ultimo stadio.

Altra regolazione semifissa è quella che viene disposta ai capi del carico catodico del primo stadio del voltmetro amplificato. Il condensatore di fuga catodico viene così disposto ai capi o meno del catodo del triodo, e si introduce così una controreazione di corrente variabile che aumenta con l'aurente variabile che aumenta con l'aumentare della porzione di resistenza di catodo che non viene fugata a massa e si riduce di conseguenza con l'amplificazione dello stadio quella del voltmetro amplificato che può così venir tarato al valore più opportuno di fondo scala.

Questa regolazione permette 6 dB di regolazione di guadagno.

Questa disposizione di regolazione giustifica d'altra parte la disposizione semplice, elementare degli stadi in cascata del voltmetro amplificato per i quali non è previsto nessun circuito di controreazione tra i primi e gli ultimi stadi.

La gamma di risposta è abbastanza ristretta. Un controllo periodico ed un ritocco nel tempo del comando semifisso di sensibilità saranno così sufficienti a garantire le prestazioni dello strumento.

Tanto più che, si ricordi, per il controllo della distorsione e del rumore di fondo non si realizza una misura di valore assoluto, ma relativa come determinazione di un rapporto tra livelli.

Il circuito di rivelazione è realizzato con un doppio diodo. Le correnti a vuoto dei diodi dovute ai relativi potenziali di estrazione scorrono in senso inverso nel circuito dello strumento, in modo da compensarsi e da non dar luogo ad un'indicazione a vuoto dell'indice dello strumento.

Il circuito del diodo accoppiato allo stadio finale con un compensatore è chiuso verso massa con una resistenza (dato che richiede una chiusura in c.c. a differenza del circuito a ponte). Un jack permette di prelevare il segnale di uscita per l'eventuale controllo all'oscilloscopio, controllo che è utilissimo per l'analisi della presenza di eventuali traccie di rumore di fondo.

A differenza degli altri strumenti di tipo professionale già da noi descritti, questo, che, ripetiamo, è di carattere semiprofessionale, non ha alimentazione stabilizzata elettronicamente. Si è solo previsto un ottimo filtraggio ed un comando per l'eliminazione del rumore di fondo sul filamento oltre a due tubi stabilizzatori al neon.

Ogni circuito anodico è d'altra parte convenientemente fugato a massa con un condensatore elettrolitico di adatto valore e l'amplificazione degli stadi è modesta. Il primario del trasformatore, come in molti strumenti americani, è previsto con due avvolgimenti da disporre in parallelo od in serie rispettivamente per il lavoro a 110 o 220 V c.a. 50-60 Hz.

3. - MODALITÀ DI MISURA.

Per la misura del livello, premuti i tasti dei dBm, e scelta l'impedenza d'ingresso (600 Ω — 100 kΩ) si premono i pulsanti di livello dai + 20 ai — — 40 fino a che si ha una lettura che, sommata algebricamente a quella in dB che contrassegna il tasto premuto, dà il livello in dB.

Per la misura della distorsione, scelta l'impedenza d'ingresso e premuto il tasto «DIST», si sceglie il campo di lavoro della frequenza (50 ÷ 15.000 Hz in 5 campi), si preme il pulsante 100% e 30% e con il potenziometro Cal si porta l'indice in fondo scala.

Poi regolando «C» ed «R» si elimina progressivamente la fondamentale fino al minimo in corrispondenza del quale, premendo il tasto di percentuale che dà la lettura più facile, (3% se la percentuale è dell'1,5 ecc.) si leggerà al percentuale di distorsione totale.

Per la misura del rumore di fondo, scelta al solito l'impedenza d'ingresso collegato l'amplificatore funzionante con il massimo livello di uscita, premuto il tasto «NOISE» e quello di 0 dB si porterà al fondo scala l'indice con l'aiuto del potenziometro «CAL».

Disconnesso poi l'ingresso dell'amplificatore si sceglierà per tentativi successivi il bottone che dà la lettura migliore.

La somma algebrica della lettura in dB con quella del bottone fornirà il valore di rumore di fondo in dB sotto al livello massimo di uscita.

Si può così arrivare a leggere fino ai — 80 dB.

Per qualsiasi altro dato relativo a questo strumento sono a disposizione di quanti mi vorranno interrogare tramite la Redazione. A.

Un Qmetro per Misure
da 100 kHz a 100 MHz

Il Qmetro tipo T2 della Advance Components Limited di Ilford, descritto su *l'antenna*, aprile 1958, XXX, 4, pag. 159, è distribuito in Italia dalla Ditta Pasini e Rossi, di Genova e di Milano.

Trigger per Contatori Elettronici

I circuiti di comando costituiscono nei contatori elettronici un elemento di particolare importanza. Dopo brevi richiami, l'A. espone un problema particolare di questi circuiti a coincidenza.

dott. ing. Piero Nucci

All'amico lettore è probabilmente noto il circuito che è a fondamento di un contatore elettronico: si tratta di un circuito del genere dei multivibratori, costituito da due valvole simmetricamente accoppiate a resistenze capacità, come un amplificatore reazionato. Questo circuito (v. fig. 1) differisce dal multivibratore tipico di Abraham e Bloch in quanto l'accoppiamento fra ogni placca e la griglia dell'altra valvola, qui è anche resistivo oltre che capacitivo; ne segue che, mentre il tipico multivibratore passa continuamente da uno stato all'altro, senza una condizione stabile, il circuito di cui ci occupiamo, (comunemente detto flip-flop) possiede due stati, entrambi stabili, l'uno dei quali corrisponde a uno dei triodi conduttore e l'altro bloccato; l'altro stato è invertito rispetto al primo, quasi immagine speculare di esso. I due stati sono molto stabili, perchè se la placca sinistra è, p. es., passante, la griglia destra si trova a molti volt sotto il potenziale del catodo a causa del partitore $R_a - R - R_g$; e in questo stato stabile le capacità di accoppiamento sono praticamente senza effetto.

Se però applichiamo in entrata (*E*, v. schema fig. 1) un forte impulso istantaneo, p.es. negativo, a entrambe le griglie, la valvola passante viene momentaneamente portata all'interdizione, mentre il potenziale di griglia della valvola bloccata diventa ancor più negativo; però la brusca risalita della tensione della placca che era prima passante trasmette un impulso positivo alla griglia dell'altra valvola, che era all'interdizione, neutralizzando, e sopraffacendo anzi, l'impulso negativo di comando; allora questa seconda valvola diviene conduttrice, con conseguente abbassamento della sua tensione di placca e quindi (tramite il condensatore *C* di accoppiamento) della tensione di griglia dell'altra valvola. Su questa quindi l'effetto di reazione va a rinforzare il primo effetto di bloccaggio dovuto all'impulso negativo di pilotaggio. In definitiva i condensatori shuntati inizialmente trasmettono integralmente gli impulsi a fronte ripido ricevuti, come se i resistori in parallelo non esistessero; soltanto dopo un certo tempo i condensatori si scaricano sui resistori stessi e la distribuzione dei potenziali a regime avviene indipendentemente dalla presenza dei condensatori.

Poichè in tal modo ad ogni impulso negativo si ha un ribaltamento del flip-flop, su ogni placca è disponibile *un* impulso negativo (abbassamento di tensione) a ogni *due* impulsi di comando applicati al flip-flop; l'uscita ha dunque frequenza metà dell'entrata. È in questo modo che avviene il conteggio di eventi elettrici (impulsi) secondo il codice binario di numerazione.

In certi casi, soprattutto quando si tratta di eventi distribuiti irregolarmente nel tempo (es. contatori di Geiger), ciò che interessa è il semplice conteggio. Quando invece si tratta di fenomeni regolarmente periodici è possibile, con un contatore, effettuare una misura di frequenza, di periodo o di tempo, ove lo si sia completato con un generatore di frequenza standard e con un circuito a coincidenza, o cancello, o porta (gate).

Supponiamo infatti che il periodo della frequenza standard, o di un suo sottomultiplo, sia tale da rendere passante una valvola multigriglia per un secondo o un millisecondo, e che questa valvola sia intercalata fra il generatore della frequenza incognita da misurare e il contatore propriamente detto; è evidente che, dal conteggio dei periodi passati attraverso la valvola in questo tempo noto, si risale immediatamente alla frequenza incognita, con una esattezza che dipende essenzialmente dall'esattezza della frequenza standard e dalla lunghezza dell'intervallo passante, esattezza che può quindi farsi elevata quanto si vuole, con opportune cautele.

***

Erano necessari questi brevi richiami per esporre un problema particolare di questi circuiti a coincidenza o cancelli, che vogliamo illustrare nel seguito.

La valvola cancello sia un eptodo (fig. 2) alimentato sullo schermo e sulla placca da una tensione fissa, il quale riceva sulla griglia di comando, g_1, la frequenza incognita e alimenti dal lato placca il contatore; la griglia g_3 dovrà essere portata da una tensione negativa a zero durante il desiderato intervallo passante, poi sarà di nuovo fortemente negativa, bloccando la valvola, mentre il contatore presenterà per la lettura il conteggio effettuato.

La tensione di comando della griglia g_3 all'atto pratico sarà ancora la risultante della coincidenza di due tensioni: la tensione periodica rettangolare (sottomultipla della frequenza standard e che da sola produrrebbe la regolare apertura e richiusura del cancello con un periodo noto e esattamente misurato, p.es. un millisecondo) e una tensione di predisposizione, che dà il consenso all'apertura del cancello *prima* dell'arrivo della tensione periodica rettangolare e che blocca subito *dopo* la fine di una *sola apertura:* quella utilizzata per la misura.

Fig. 1 - Schema di flip-flop.

Il problema risulta chiaramente illustrato in fig. 3 dove sono simboleggiati:

in *A* la frequenza incognita f_x;

in *B* e *B'* la frequenza standard f_{st};

l'apertura del controllo è subordinata alla chiusura di *B*, mentre il movimento di *F/F*, *B'*, è ritardato rispetto a *B;*

in *C* e *D* l'apertura del controllo, in due casi possibili (v. sotto) nonchè la sua richiusura;

in *E* l'apertura effettiva del cancello, risultante di *B* con *C* o con *D*.

Fig. 2 - Schema di cancello; la f_x entra in g_1 ma raggiunge la placca e l'uscita solo se la tensione di g_3 è zero; se invece è negativa, il cancello è bloccato.

Sul cancello deve pertanto agire la coincidenza del controllo con la frequenza standard. Nello schema a blocchi di fig. 4 si vedono chiaramente i diversi organi necessari: l'organo di coincidenza comandato da due flip-flop (il flip-flop rapido *F/F* e il controllo *CTR*), il primo di questi si apre e si chiude regolarmente, comandato dal sottomultiplo prescelto della frequenza standard; il secondo si apre invece per un impulso del trigger (comandato o a mano o con cadenza automatica) e si richiude automaticamente al primo richiudersi del flip-flop rapido, a conteggio effettuato.

Fig. 3 - Diagramma delle diverse situazioni. Il cancello si apre (riga *E*) e lascia passare la f_x (riga *A*) solo quando coincidono l'apertura del flop-flop rapido (riga *B'*) e quella del controllo (riga *C* o *D*). Si noti che CTR è asservito a *B;* e che *B'* è ritardato rispetto a *B*.

Naturalmente, poichè l'impulso di comando càpita in un istante qualsiasi, potrà avvenire che càpiti nell'intervallo passante o nell'intervallo bloccante della frequenza standard; nel primo caso occorre intanto evitare che il cancello si apra (altrimenti l'apertura durerebbe meno del periodo standard, e la misura della frequenza risulterebbe falsata).

Ciò si ottiene con il flip-flop controllo *CTR* (v. schema a blocchi di fig. 4) il quale si apre solo se la frequenza standard è bloccante; ma occorre pure che, se quento non è, l'impulso di predisposizione venga immagazzinato in una « memoria » e liberato quando la frequenza standard diventa bloccante. Il comando del *F/F* è ritardato rispetto a quello del *CTR*. Infine, subito dopo, la memoria deve venire cancellata.

Ma potrebbe avvenire che l'impulso di comando aprisse il controllo proprio in *d*, cioè nell'istante in cui il flip-flop rapido sta per aprirsi; poichè il controllo non è rapido, potrebbe avvenire che l'intervallo passante cominciasse in ritardo, dando luogo a un errore nella misura. P.es. se l'intervallo di misura è di un msec, un ritardo di 5 μsec. è già eccessivo perchè dà luogo a un errore del 0,5%.

Per impedire questa possibilità si ricorre a un ritardo (v. schema fig. 4) costituito da un univibratore (*) col quale è facile realizzare un ritardo di 20 o 30 μsec; questo ritardo è applicato al flip-flop rapido sicchè, quando esso si apre, trova certamente già aperto il controllo, che avrà ricevuto dal primo l'impulso di apertura.

Per le varie frequenze di lavoro (1000 ÷ 100 ÷ 10 ÷ 1 Hz) occorrono diversi gruppi *RC* di memoria.

Il funzionamento è indipendente dalla durata di pressione del pulsante, giacchè esso comanda il tiratron cadenzatore T_1 (fig. 5) che, una volta innescato, funziona indipendentemente dal comando di innesco.

Nello schema di fig. 5 la cancellazione dell'impulso della memoria è realizzata dalla corrente di schermo del precitato cancello.

Il funzionamento generale è il seguente:

Premendo il pulsante del comando manuale o chiudendo l'interruttore del comando iterativo si provoca (una sola volta o più volte con cadenza 0,2 ÷ 2 sec.) l'innesco del tiratron cadenzatore T_1, che rende passante il triodo memoria T_2; la tensione di catodo di questo alimenta lo schermo del pentodo T_3, cancello di apertura del controllo, e carica contemporaneamente il gruppo memoria *RC* sul catodo; se sulla griglia g_1 di comando del pentodo vi è tensione zero, il pentodo emette un impulso negativo della placca e scarica contemporaneamente la memoria; se, invece g_1 è bloccata (ciò che avviene se il flip-flop rapido è passante) il gruppo memoria *RC* (che ha una costante di tempo adeguata a quella del flip-flop rapido) resta carico, e T_3 invia l'impulso solo allorchè il flip-flop si blocca. Più esattamente, lo sblocco e il blocco di T_3 avvengono con un certo anticipo, rispetto all'effettivo funzionamento del flip-flop rapido, giacchè questo è comandato tramite l'univibratore che dà il ritardo di circa 30 μsec.

L'impulso di T_3, invertito da T_4, è applicato alla griglia del tiratron T_5, il quale apre il controllo, tramite un diodo di disaccoppiamento T_9.

Infine, il *CTR* deve venir richiuso dal richiudersi del *F/F*; questo è un altro problema.

Giacchè infatti i comandi di apertura del *CTR* non differiscono da quelli di chiusura, il succedersi dei periodi della frequenza standard, facendo aprire e chiudere il *F/F*, provocherebbe alternativamente l'aprirsi e il chiudersi del *CTR;* a noi serve invece che esso si richiuda se è aperto e che poi resti chiuso fino al prossimo comando di apertura.

A questo provvede un altro asservimento; cioè un altro cancello di richiusura, T_{11} che invia al gruppo T_{12} T_{13} T_{10} analogo a T_4 T_5 T_9 (e quindi al *CTR*), un impulso di chiusura. Il funzionamento del cancello è subordinato sia alla richiusura del flip-flop (g_1) sia all'essere aperto il *CTR* (g_3).

Si verifica qui un interessante problema di logica successione; infatti si tratta di un ciclo di controreazione che può schematizzarsi come segue:

Un organo $A(T_9)$, compie un'azione *a* (invio di un impulso).

L'azione di *a* su un altro organo *B* (trigger T_{13}) provoca una seconda azione *b* (impulso di chiusura).

Questa azione *b*, (richiusura del *CTR*) reagendo anche su *A*, provoca in quest'organo un'azione — *a* (bloccaggio) contraria ad *a*; naturalmente — *a* deve sopravvenire solo dopo che *A* abbia svolta la sua azione.

Fig. 4 - Schema a blocchi del contatore. Il cancello *CL* invia la f_x, amplificata, ai contatori. *CL* è passante solo se entrambi i flip-flop sono aperti sulla coincidenza. *F/F* è comandato dalla frequenza standard. *CTR* si apre (prima di *F/F*) solo se *F/F* è chiuso (consenso) e se riceve un comando di apertura. Esso si richiude al richiudersi di *F/F*.

In quanto problema, esso non è nuovo, essendo inerente a tutte le regolazioni automatiche; anche il cassetto di distribuzione della macchina a vapore, azionato dalla rotazione dell'albero della macchina, *richiude* l'ammissione del vapore del cilindro, di quel vapore che appunto provoca la rotazione dell'albero; qui l'esatta relazione di fase si ottiene a mezzo dell'opportuno calettamento dell'eccentrico che comanda il biellismo azionatore del moto del cassetto; d'altronde ciò è facile per la lentezza dei moti e per le elevate inerzie in gioco.

(il testo segue a pag. 286)

(*) Nucci, P., Gli Univibratori nei Contatori Elettronici, *l'antenna*, dicembre 1957, XXIX, 12, pag. 554.

Lo «Spacistor» Potrà Sostituire il Transistore? *

Fig. 4 - Il *Transistore*. In un transistore generico una tensione rende negativo l'emettitore rispetto alla base. Questo determina una corrente di elettroni che vanno dall'emettitore al collettore che è positivo. Il segnale da amplificare è posto fra l'emettitore e la base.

L'emettitore diventando più o meno negativo fa variare la corrente che va dall'emettitore al collettore, rendendola più o meno intensa. L'amplificazione del transistore è dovuta principalmente al fatto che l'impedenza d'ingresso è più o meno debole rispetto all'impedenza d'uscita, mentre le correnti d'ingresso e di uscita sono sensibilmente dello stesso ordine.

Lo *Spacistor*. Fra la base ed il collettore è applicata una tensione di polarizzazione inversa in maniera da determinare un campo elettrico intenso senza dare luogo ad un passaggio di corrente apprezzabile. Una tensione applicata all'iniettore determina un flusso di elettroni che partendo da questo elettrodo si dirigono verso la zona a campo intenso. Gli elettroni attraversano velocemente questa zona e fanno capo al collettore. L'intensità di questa corrente potrà variare allorchè verrà posto un segnale sull'elettrodo modulatore.

Il modulatore necessita per il suo funzionamento di una corrente estremamente debole ed è capace di determinare delle variazioni considerevoli della corrente che scorre dall'iniettore verso il collettore, da questo fenomeno scaturisce l'amplificazione dello Spacistor.

Prima di esaminare la composizione ed il funzionamento dello spacistor, sarà bene richiamare alcune caratteristiche dei transistori, suoi predecessori, al fine di poter meglio comprendere le ragioni che hanno motivato la genesi di questo nuovo dispositivo.

Il transistore offre molti vantaggi (debole consumo, piccolo ingombro ed in seguito, un piccolo costo).

Ma malgrado tutto questo non è sprovvisto di alcuni difetti;

1 — il suo rendimento è basso allorchè la temperatura si innalza;

2 — la sua potenza è limitata e questo in conseguenza del primo inconveniente, poichè l'aumento della densità di corrente provoca un riscaldamento che viene a diminuire il guadagno;

3 — il suo guadagno diminuisce allorchè aumenta la frequenza delle tensioni da amplificare.

Soffermandosi un po' su questa ultima caratteristica si sà che, in un semiconduttore di cui è composto il transistore, la corrente si propaga sotto forma di portatori di cariche di due tipi: elettroni (cariche negative) e «buchi» (cariche positive). In un conduttore comune, si trovano soltanto dei portatori di cariche negative, vale a dire elettroni.

L'andamento degli elettroni e dei «buchi» nel transistore è relativamente lento. Questa lentezza è tanto maggiore allorchè la presenza di un forte numero di cariche positive e negative costituisce uno schermo protettivo che le pone fuori dall'azione del campo elettrico acceleratore. Nei transistori, le cui giunzioni sono praticate con il metodo della diffusione, il campo penetra più profondamente nei corpi dei semiconduttori, senza tuttavia poter agire molto efficacemente suoi portatori di cariche.

Parimenti a quello che si nota nei tubi elettronici a vuoto, il guadagno dei transistori varia in funzione della frequenza dei segnali da amplificare in ragione del tempo di transito degli elettroni stessi.

Si sa che i tubi elettronici ordinari non si prestano più all'amplificazione di segnali aventi frequenze molto elevate, poichè il tempo che gli elettroni impiegano per passare dal catodo all'anodo è troppo lungo in confronto alle frequenze impiegate. L'andamento dei portatori di cariche è tanto più lento nel transistore, il rendimento di quest'ultimo si abbassa molto più rapidamente di quello dei tubi elettronici a vuoto allorchè la frequenza aumenta.

Viene denominata «frequenza di taglio» la frequenza per la quale il guadagno diminuisce di 1,4 volte (ossia, 3 dB).

Questa frequenza di taglio non dipende che dalla lunghezza del transito che i portatori di cariche devono percorrere fra l'emettitore ed il collettore, distanza altrimenti detta spessore della base. Nei transistori al germanio di tipo *p-n-p*, la frequenza di taglio in kHz è uguale a: $17.10^5/L^2$; dove L è lo spessore della base espresso in micron.

In un transistore di tipo *n-p-n* la, frequenza di taglio sarebbe più che doppia della precedente poichè essa raggiunge $36.10^5/L^2$; queste formule apparse ultimamente in un trattato sui semiconduttori sono evidentemente di prima approssimazione. Ciò nonostante esse permettono di calcolare per una frequenza di taglio di 100 kHz un transistore di tipo *p-n-p* che verrebbe ad avere di conseguenza una base di 130 micron e in maniera analoga un tipo *n-p-n* che dovrebbe avere lo spessore della base di 180 micron. È chiaro da questo che la riduzione dello spessore della base pone dei problemi assai complessi. Solamente qualche anno fà non si arrivava a sorpassare la frequenza di 1 MHz. Il transistore per alta frequenza praticamente non esisteva ancora.

Mercè il metodo della creazione di giunzioni per diffusione di impurità (principalmente di iridio), si venne man mano a ridurre lo spessore reale della base al punto che in alcuni modelli sperimentali, e con dei costi di realizzazione astronomici, si è potuto giungere ad una frequenza di taglio di 500 MHz.

Ciononostante il comportamento dei transistori alle frequenze elevate continua ancora a porre ai ricercatori numerosi problemi, in modo particolare in vista di una produzione su scala industriale.

1. - ANATOMIA E FISIOLOGIA DEL SPACISTOR.

Gli storiografi della tecnica potranno considerare quale data di nascita dello «spacistor» il 16 luglio 1957. In quel giorno nella Sede della società americana Raytheon, a Waltham, la nascita del spacistor è stata rivelata dal dott. Herman Statz, coadiuvato nei lavori di ricerca dal dott. Robert Pucel e da Conrard Lanza.

Benchè il nuovo dispositivo sia al presente solamente allo stadio sperimentale, il suo inventore spera che prossimamente questo amplificatore a semiconduttori potrà, senza una diminuzione apprezzabile di guadagno, amplificare dei segnali la cui frequenza potrà raggiungere i 10.000 MHz.

Lo spacistor è essenzialmente composto da un diodo a giunzione *p-n*; fra le regioni *p* ed *n* è una zona neutra detta «a carica spaziale». Il diodo così formato è polarizzato inversamente da una batteria il cui polo negativo è collegato alla regione *p* (che viene a costituirne la base) ed il polo positivo alla regione *n* (che viene a costituire il collettore) in virtù di questa polarizzazione inversa, nessuna corrente apprezzabile deve di norma circolare nel circuito della batteria, che comprende ugualmente l'impedenza di carico.

Due altri elettrodi vengono a completare il dispositivo; l'iniettore *I*, costituito da un filo di tungsteno ed il modulatore *M*, costituito da un filo in lega di oro con qualche impurità di tipo *p*. Le punte di questi due fili vengono, attraverso ad una leggera pressione, a determinare il contatto con la zona della carica spaziale, l'iniettore è posto in prossimità della base ed il modulatore vicino al collettore. Sembra questo un ritorno all'antico, verso i transistori a contatto. Per completare la descrizione anatomica dello «spacistor» va aggiunto che l'iniettore ed il modulatore sono portati ad un potenziale positivo rispetto alla base *B* tramite delle batterie appropriate.

La tensione della prima batteria è superiore a quella della seconda in maniera che il modulatore è positivo rispetto all'iniettore. Tuttavia questi due elettrodi, e questo punto è di grande importanza, sono negativi in confronto alla superficie della zona della carica spaziale con la quale essi determinano i contatti. Questo è dovuto al fatto che la batteria posta fra *p* ed *n*, di tensione nettamente più elevata, porta la zona della carica spaziale ad un potenziale positivo di valore superiore a quello dell'iniettore e a quello del modulatore.

I documenti americani che hanno permesso la divulgazione di questo ultimo ritrovato nel campo dei semiconduttori sono piuttosto laconici per quanto concerne il principio di funzionamento e la loro laconicità è ben comprensibile. Sembra che il vantaggio fondamentale dello spacistor risieda nel fatto che la zona della carica spaziale sia sottomessa all'azione di campo elettrico intenso dovuto alla differenza di potenziale che la batteria stabilisce fra la base ed il collettore. In questa zona, la corrente non è dovuta che al movimento degli elettroni che uscendo dall'iniettore sono attirati dal collettore. Non vi sono dei portatori di cariche positive, poichè i «buchi» che avrebbero tendenza a migrare dalla base verso il collettore, sono respinti dall'elettrodo modulatore il quale, non si dimentichi questo, è positivo nei confronti della base.

Si deve dunque supporre che la densità degli elettroni nella zona centrale del dispositivo è relativamente debole, cosa che viene a sottomettere ognuno di essi all'azione del campo elettrico.

Invece di muoversi lentamente come i portatori di cariche nei transistori, gli elettroni nello spacistor si spostano molto rapidamente ossia con la stessa rapidità con cui essi si spostano nei corpi conduttori.

Gli elettroni che escono dall'iniettore sono d'altra parte sottomessi all'azione di un campo elettrico dovuto all'elettrodo modulatore.

Allorchè la tensione di entrata è applicata fra la base ed il suddetto modulatore, essa comanda l'intensità della corrente che si stabilisce fra l'iniettore ed il collettore. Si constata pure che le variazioni di corrente così prodotte sono nettamente superiori a quelle della corrente nel circuito dell'iniettore le quali sono estremamente deboli poichè nello spacistor l'impedenza d'ingresso è elevata. Ne risulta un guadagno di corrente e di potenza. Nei modelli sperimentali attualmente a frequenze non molto elevate il guadagno di potenza raggiunge i 70 dB.

Fra la propagazione della corrente in un transistore e nello spacistor vi è la stessa differenza che passa fra il passaggio di una goccia d'inchiostro che cade in un bicchiere pieno d'acqua, e la stessa che cade in un bicchiere vuoto. Nel primo caso l'inchiostro si diffonde lentamente nell'acqua e scende dolcemente verso il fondo del bicchiere; nel secondo la goccia d'inchiostro proiettata in un bicchiere vuoto raggiunge il fondo quasi istantaneamente. Si giunge così a pensare che lo spacistor ripete ancora le caratteristiche del tubo elettronico a vuoto. In effetti la propagazione della corrente nella zona detta «carica spaziale» assomiglia singolarmente al passaggio degli elettroni nel vuoto di un tubo comune. Dalle notizie avute si può, con buona approssimazione dedurre che l'iniettore funzioni quale catodo, ed il modulatore abbia una stretta similitudine con la griglia e per quanto riguarda il collettore, si identifica senza sforzo la similitudine con l'anodo, tanto più che è portato ad un potenziale positivo.

Sembra, dalle fonti di notizie divulgate, che l'impedenza d'uscita dello spacistor è molto elevata, ossia dell'ordine dei 30 MΩ. Questo lascia supporre che la corrente iniettata, che sarebbe nell'ordine di 0,3 mA, non dipenda che debolmente dal valore della tensione della batteria applicata fra la base ed il collettore.

La capacità di uscita nello spacistor è estremamente piccola in conseguenza della larghezza della zona della carica spaziale. Il suo valore può essere inferiore ad 1 pF. Questo permette di sperare che si potranno avere degli amplificatori con circuiti sintonizzati a delle frequenze superiori a 1000 MHz. Inoltre la reazione dell'uscita sull'ingresso è estremamente debole, cosa che lascia intravvedere la possibilità di costruzioni di amplificatori con diversi stadi in cascata.

La spacistor attuale utilizza, quale semiconduttore il germanio. Si sa sin d'ora che esperimenti sulla stessa traccia sono in corso, impiegando altri semiconduttori quali il silicio, il carburo di silicio ecc. In effetti, un vantaggio importante del spacistor nei confronti del transistori è che il suo funzionamento non dipende dai portatori di cariche. Questo lascia pensare che in seguito si potranno utilizzare i semiconduttori anche con delle temperature molto elevate. Il spacistor non deve d'altro canto essere confuso con i transistori a tetrodo. Le ricerche che hanno condotto alla fabbricazione del primo spacistor hanno solamente due anni di esperienza; questo conferma che nulla di definitivo è stato sinora formulato e le notizie qui riportate si riferiscono unicamente al primo stadio di questo lavoro di ricerca. *(Raoul Biancheri)*

Fig. 1 - In un transistore a giunzione *p-n-p* il collettore, di tipo *p*, è collegato al polo positivo della batteria di alimentazione.

Fig. 2 - Polarizzando inversamente una giunzione *p-n* si ottiene, fra le due varietà del semiconduttore, una zona a carica spaziale elevata, detta anche zona in cui il gradiente di potenziale è molto più elevato di quello presente fra la base ed il collettore del transistore della fig. 1.

Fig. 3 - Se si riesce a porre un elettrodo di iniezione ed un elettrodo di modulazione nella zona a carica spaziale, si ottiene un tipo di transistore capace di funzionare a frequenze molto alte per il fatto che la velocità trasmessa agli elettroni, dal gradiente di potenziale, è elevata. Questo è il principio dello Spacistor.

(*) AISBERG, E., GARCIN, J., Le Spacistor remplacera-t-il le Transistor?, *Toute la Radio* settembre 1957, pag. 306.

Nuovi Transistori per Alte Frequenze *

LA tecnica dei transistori si è evoluta molto rapidamente e da un anno ad oggi molti importanti progressi sono stati realizzati, in particolare nel campo della stabilità, della resistenza alla temperatura, della potenza e della frequenza.

In questo articolo verranno esaminati alcuni modelli di recente fabbricazione; tipi a tetrodo utilizzabili in alta frequenza. I primi transistori raggiungevano a fatica la frequenza di 50 kHz e, per qualche tempo, si pensò che la loro applicazione si sarebbe limitata al campo della bassa frequenza. Pian piano, sia mediante l'impiego di nuovi procedimenti tecnologici e nuovi materiali semiconduttori, sia per l'introduzione di nuovi elettrodi, è stato possibile ottenere dei transistori funzionanti ad una frequenza che si è elevata sino a 5, 10, 20, 50, 100 e anche 200 MHz.

Fig. 1 - Transistore a triodo classico.

Fig. 2 - Transistore a tetrodo ottenuto unendo la base di due collegamenti, cosa che permette di stabilire una tensione fra le due estremità di quest'ultima.

Fig. 3 - Curva indicante la variazione di guadagno in potenza di un transistore a tetrodo, in funzione della frequenza di lavoro.

Fig. 4 - Il transistore a tetrodo 3N23C in un circuito, quale oscillatore funzionante fino a 80 MHz.

Fig. 5 - Montaggio quale amplificatore selettivo del transistore a tetrodo di tipo 3N23C.

Dei nuovi campi di applicazione si sono così aperti alla tecnica dei transistori: trasmissione e ricezione V. H. F., radar, televisione, contatori elettronici ecc.

Si distinguono oggi 5 classi principali di transistori per alta frequenza:
— i transistori a punti;
— i transistori a base sottile;
— i transistori a « barriera di superficie »;
— i transistori a tetrodo a 2 basi;
— i transistori a tetrodo a 2 emettitori.

Nel presente articolo verranno esaminati i transistori a tetrodo.

1. - TRANSISTORI A TETRODO A DUE BASI.

Consideriamo un transistore come un triodo classico (fig. 1) il collegamento di base si effettua ad una delle estremità del sottile cristallo che costituisce la base. Se si introduce un secondo collegamento che verrà chiamato base 2, all'altra estremità del cristallo, sarà possibile comandare in due modi il flusso dei portatori di cariche circolanti fra l'emettittore ed il collettore.

Si consideri ora la fig. 2. Se la base 2 non è polarizzata rispetto alla base 1, il transistore funziona esattamente secondo il processo del triodo. Ma se la base B_2 è positiva rispetto a B_1, le lacune positive iniettate dall'emettitore sono concentrate verso B_1, e la giunzione EB funziona solamente per metà della sua superficie. Allorchè B_2 è negativo tutta la superficie della giunzione emettitore-base inietta delle lacune positive, ma queste ultime sono attratte da B_2 e concentrate nella regione superiore della giunzione. In questi due casi una parte delle lacune provenienti dall'emettitore è captata dagli elettroni eccedenti nella base di tipo N. La deviazione delle lacune è più o meno notevole in funzione della tensione di polarizzazione di B_2 e la proporzione delle lacune captate dagli elettroni varia proporzionatamente alla lunghezza del percorso effettuato. Le lacune così neutralizzate non giungono al collettore e si dispone così di un mezzo semplice di variazione del coefficiente di amplificazione del transistore.

Inoltre, allorchè B_2 è positivo e allorchè l'emettitore inietta i suoi portatori di cariche soltanto in una piccola sezione del cristallo costituente la base, la resistenza apparente della base r_b diminuisce. Se si considera l'espressione:

$$G = \frac{f_c}{8\pi\, r_b\, C_c\, B^2}$$

che fornisce il guadagno in potenza in funzione della larghezza di banda B, della frequenza di taglio f_c, della resistenza di base r_b e della capacità del collettore C_c, si vede che una diminuzione di r_b aumenta il guadagno in potenza. Lo stesso, la frequenza limite teorica per l'utilizzazione di un transistore quale oscillatore

$$f_0 = \sqrt{\frac{f_c}{8\pi\, r_b\, C_c}}$$

aumenta allorchè la resistenza apparente della base r_b diminuisce. I transistori a tetrodo sono dunque interessanti per diversi punti di vista:

a) quali organi di comando di guadagno analoghi ai tubi a pendenza variabile;

b) come transistori a debole impedenza d'ingresso;

c) come transistori per alta frequenza;

d) come mescolatori e cambiatori di frequenza.

(*) MOTTE, R. M., Nouveaux Transistors pour H. F., *Toute la Radio*, settembre 1957, 218, pag. 301.

2. - CARATTERISTICHE PRATICHE.

Si sono scelti fra i vari modelli di tetrodo a doppia base attualmente esistenti due modelli uno di tipi *p-n-p* e l'altro *n-p-n*.

Fig. 6 - Montaggio di un transistore a tetrodo a due emettitori (modello a contatto) utilizzato in alcuni circuiti contatori di impulsi.

Il tipo 501, le cui caratteristiche sono riprodotte nella tabella *I*, è un transistore al germanio del tipo a giunzione, funzionante entro — 55 °C e + 75 °C e presenta una custodia metallica sigillata ermeticamente sotto vuoto. Essa può oscillare sino a 250 MHz. La sua frequenza di taglio, quale amplificatore, è di 200 MHz. Beninteso, a queste frequenze la potenza utile non è molto elevata, ma va notato che la diminuzione di guadagno in funzione della frequenza è molto regolare (fig. 3). Si può ugualmente, in questo modello, comandare il guadagno in potenza in funzione di I_{b2} come si vedrà appresso.

Il modello 3*N*23*C* può oscillare sino a 80 MHz. Le sue caratteristiche sono indicate nella Tabella II. Il montaggio quale oscillatore è quello riprodotto nella fig. 4.

Si vede che la tensione necessaria è un po' più elevata di quella impiegata nel tipo 501. Il montaggio quale amplificatore selettivo, è indicato nella fig. 5.

3. - TRANSISTORI A DUE EMETTITORI.

La tecnica dei transistori a tetrodo a due emettitori non è stata applicata che ai tipi a contatto. Essi sono destinati ai circuiti contatori d'impulsi ed ai circuiti mescolatori (fig. 6-7).

In laboratorio sono stati realizzati ugualmente dei transistori a tetrodo del tipo a giunzione ed aventi due emettitori (fig. 8). Attualmente, di fronte ai vantaggi dei transistori a tetrodo a due basi, non sembra che questo modello sia chiamato, in un prossimo futuro, ad un largo sviluppo industriale.

All'incontro, il transistore a base doppia à attualmente studiato e sarà probabilmente applicato ai transistori di potenza.

Contemporaneamente ai transistori a tetrodo hanno fatto apparizione anche dei transistori a pentodo o a doppio triodo. Si tratta di elementi *n-p-n-p-n* formati da due transistori *n-p-n* di cui un elettrodo è comune. Questo elet-

TABELLA I. - Transistore a tetrodo tipo 501.

Transistore a tetrodo V.H.F. al germanio di tipo a giunzione di diffusione *p-n-p*. Questo modello può funzionare nella gamma di temperatura compresa fra — 55 e + 75 °C.
Caratteristiche meccaniche:
Capsula metallica sigillata ermeticamente; uscite attraverso perline in vetro;
peso unitario approssimato; 1 grammo;
zoccolatura: 1 = collettore
2 = base 2
4 = base 1
5 = emettitore

Caratteristiche elettriche:
Caratteristiche massime a 25 °C

Tensione di collettore (base 1)		— 15 V
Corrente di collettore		— 2 m A
Dissipazione di collettore		25 mW
Dissipazione di collettore a 75 °C		25 mW
Temperatura massima di funzionamento		75 °C
Caratteristiche di funzionamento a 25 °C		
Corrente di taglio del collettore	V_c = — 10 V; I_e = 0; I_{b2} = I_{b1}	— 10 μA
Guadagno di potenza (emettitore a massa, a 100 MHz)	V_c = — 12 V; I_e = 0,5 mA; I_{b2} = 0,15 mA	11,5 dB
Frequenza di taglio	V_c = — 12 V; I_e = 0,5 mA; I_{b2} = 0,15 mA	> 200 MHz
Frequenza massima di oscillazione	V_c = — 12 V; I_e = 0,5 mA; I_{b2} = 0,15 mA	> 250 MHz
Resistenza fra la base 2 e la base 1	V_c = — 12 V; I_e = 0,5 mA; I_{b2} = 0,15 mA	9100 Ω

Valori in parallelo delle impendenze di corto circuito

V_c = — 12 V;	I_e = 0,5 mA;	I_{b2} = 0,15 mA,	225 Ω
V_c = — 12 V;	I_e = 0,5 mA;	I_{b2} = 0,15 mA,	140 Ω
V_c = — 12 V;	I_e = 0,5 mA;	I_{b2} = 0,15 mA,	6,6 pF
V_c = — 12 V;	I_e = 0,5 mA;	I_{b2} = 0,15 mA,	3 pF
V_c = — 12 V;	I_e = 0,5 mA;	I_{b2} = 0,15 mA,	5250 Ω
V_c = — 12 V;	I_e = 0,5 mA;	I_{b2} = 0,15 mA,	0,8 pF

TABELLA II. - Transistore a tetrodo tipo 3N23C.

Transistore a tetrodo per alta frequenza, al germanio, di tipo a giunzione *n-p-n*. Questo modello può funzionare entro l'intervallo di temperatura compreso fra — 55 e + 75 °C.
Caratteristiche meccaniche
Capsula metallica sigillata ermeticamente; uscita attraverso perline in vetro;
peso unitario: 1 grammo;
zoccolatura: 1 = base 2
2 = emettitore
3 = base 1
5 = collettore

Caratteristiche elettriche
Caratteristiche massime a 25 °C

Tensione di collettore		30 V
Corrente di collettore		5 mA
Dissipazione di collettore		50 mW
Corrente di interdizione del collettore	V_c = 4,5 V;	10 μA max.
Caratteristiche di funzionamento	V_c =	22,5 V
	I_e =	2 mA
	I_{b2} tale per cui I_c =	1,5 mA
Frequenza massima		80 MHz
Guadagno di potenza a 5 MHz		17 dB
Impendenza di entrata		25 Ω
Impendenza di uscita		9000 Ω

trodo è il collettore della prima sezione triodica e l'emettitore della seconda. Si tratta dunque di un pentodo speciale non di un doppio triodo classico senza elettrodi comuni.

Questi transistori permettono di realizzare un'economia d'ingombro e di componenti associati allo stadio. Uno stadio mescolatore di frequenza ed uno stadio di media frequenza realizzato con questi nuovi tipi è riprodotto nella fig. 9.

Riassumendo, si può dire che i transistori hanno largamente conquistato

Fig. 7 - Circuito mescolatore impiegante ugualmente un transistore a tetrodo a due emettitori.

Fig. 8 - Transistore a tetrodo a due emettitori del tipo a giunzione.

Fig. 9 - Transistore a pentodo (pseudo doppio triodo) ZJ25A che permette di realizzare uno stadio mescolatore di frequenza con uno stadio amplificatore a media frequenza.

il campo dell'alta frequenza ed essi possono ora applicarsi ai ricevitori V. H.F., ai radar e alla televisione. La gamma attualmente coperta dalle forniture industriali si estende da 3 a 200 MHz per quanto concerne l'amplificazione, ma dei nuovi tentativi tuttora in corso permetteranno di raggiungere in un futuro molto prossimo le bande comprese fra 600 e 3000 MHz.

A

Pellicola ad elevate sensibilità per riprese cinematografiche di radioscopie.

La Eastman Kodak Company ha annunciato la realizzazione di un nuovo tipo di pellicola per cineprese da 35 mm, in grado di riprendere le funzioni interne dell'organismo umano coi raggi X ad una velocità doppia di quella possibile con i materiali attualmente in produzione.

La pellicola, che è denominata « Cineflure », permette di impressionare un numero di fotogrammi doppio di quello delle pellicole normali nello stesso periodo. L'osservazione dei singoli fotogrammi dopo lo sviluppo riesce a fornire maggiori indicazioni su alcuni organi interni dell'uomo sottoposti ai raggi X. Ad esempio, in corrispondenza dell'aorta, il sangue scorre ad una velocità di circa 4,5 metri/secondo, che risulta troppo elevata per un esame fluoroscopico di questo organo vitale. In precedenza potevano essere impressionati, in particolari condizioni e mediante l'impiego di attrezzature fuori dell'ordinario, 30 fotogrammi al secondo di pellicola sensibile ai raggi X, col risultato di « rallentare » l'azione della metà. Con la Cineflure, si possono ora impressionare 60 fotogrammi al secondo, riducendo la velocità secondo cui avviene il fenome di quattro volte.

La nuova pellicola è adoperata su cineprese montate davanti allo schermo fluorescente degli apparati a raggi X. *(u. s.)*

Forno solare per prove sui materiali

Presso la North American Aviation è stato recentemente costruito un forno solare in grado di sviluppare temperature di circa 2.800 gradi centigradi.

Il forno, che è adoperato per esperienze di laboratorio e per il collaudo di materiali, è stato costruito con un proiettore da 150 cm, dotato di fotocellule in maniera da rimanere permanentemente orientato verso il sole dall'alba al tramonto. Un insieme di lamine disposte anteriormente allo specchio del forno consente di regolare la quantità di luce solare e quindi la temperatura da raggiungere.

La superficie riflettente consta di uno specchio in cristallo dello spessore di 25 mm che concentra i raggi del sole in un punto di 6-12 mm in corrispondenza dei portacampioni.

L'apparato, oltre ad essere impiegato come fonte di elevate temperature per calibrare gli strumenti termometrici di laboratorio, è utilizzato per studi sulla convezione termica e per ricerche sugli effetti delle alte temperature sui materiali. Ad evitare che i campioni dei materiali vengano bruciati dall'intenso calore del forno, intorno al loro sostegno viene creata un'atmosfera di elio, che allontana l'ossigeno e quindi impedisce la combustione. *(u.s.)*

La televisione su nastro.

I tecnici della BBC hanno perfezionato un apparecchio che rende possibile la registrazione di immagini e del suono della televisione su nastro magnetico. Il Centro Studi della BBC lavora a perfezionare questo apparecchio dal 1956 e gli esperti ritengono che esso possegga considerevoli vantaggi sugli altri metodi di registrazione magnetica.

Fino a poco tempo fa l'unica maniera di registrare i programmi televisivi per la successiva riproduzione, era di servirsi di una macchina cinematografica munita di pellicola fotografica e di fotografare le immagini riprodotte da un tubo a raggi catodici. Questa tecnica presenta considerevoli limitazioni. Anzitutto la pellicola deve essere riprodotta e ciò significa inevitabilmente perdita di tempo e anche un certo grado di distorsione. C'è poi un altro svantaggio che la pellicola costa e può essere usata soltanto una volta.

Il nuovo sistema non ha nessuno di questi inconvenienti. VERA, che significa Vision Electronic Recording Apparatus (apparecchio di registrazione elettronica della visione) registra immagini e suoni su un nastro magnetico elettricamente proprio come il suono viene registrato su nastro con un comune registratore. L'apparecchio cioè registra gli impulsi elettrici che formano le immagini sullo schermo e li immagazzina fino a quando non sia necessario riprodurre l'immagine. Il tipo di nastro usato per questa operazione è comunemente impiegato a scopi commerciali per la registrazione del suono e quindi è a buon mercato. Ma c'è di più: il programma così registrato può venire cancellato dal nastro magneticamente e il nastro stesso può venire impiegato molte altre volte. Un altro grande vantaggio è costituito dal fatto che le registrazioni possono essere tagliate e le parti del nastro riunite di nuovo e il tutto impiegato non appena il nastro è stato di nuovo avvolto sulla bobina. Per quanto riguarda la visione, VERA fornisce un alto livello di definizione dell'immagine e registra senza la minima distorsione.

L'apparecchio è già stato oggetto di dimostrazioni riuscitissime e sarà tra poco posto sperimentalmente in servizio negli studi televisivi della BBC a Londra. E per concludere alcune considerazioni di carattere economico.

Il sistema di registrazione televisiva su nastro magnetico usato in America è più dispendioso. Si calcola che un'ora di registrazione con il metodo della BBC — in confronto a quello americano — venga a costare circa un terzo. Anche l'apparecchio, il cui prezzo si aggira sulle cinquemila sterline, è più economico di quello americano.

Il costo operativo di VERA è di 85 sterline l'ora e benchè in Gran Bretagna questa spesa sia equivalente a quella del sistema con la ripresa cinematografica, compreso il processo di sviluppo e stampa della pellicola, il nastro magnetico può essere nuovamente impiegato mentre il film si adopera soltanto una volta.

Le persone che hanno potuto assistere ad una dimostrazione di VERA ritengono che sia quasi impossibile distinguere questa registrazione magnetica della trasmissione diretta tanto è ottima la qualità della riproduzione. E questo di per sè dà un'idea dell'eccellenza della riproduzione. *(u. b.)*

L'Inghilterra costruirà la prima centrale elettro-nucleare dell'Italia

In base ad un accordo firmato a Londra il 2 maggio, l'Inghilterra, condurrà l'Italia nell'era dell'energia atomica. L'accordo, che si afferma sia il primo del suo genere nel mondo, prevede la collaborazione tra i firmatari - Nuclear Power Plant Company d'Inghilterra e Agip Nucleare di Milano — nel costruire centrali elettro-atomiche in Italia durante un periodo minimo di 7 anni.

Un altro accordo farà seguito nelle prossime settimane per la costruzione della prima centrale elettro-nucleare italiana con un unico reattore moderato a grafite e raffredato a gas e con una produzione garantita di 200 megawatts.

La centrale — metà del suo costo di 20 milioni di sterline verrà speso in Inghilterra — sarà situata a circa 65 chilometri a sud di Roma. La costruzione avrà inizio quest'estate e dovrà essere completata nel 1962.

La società britannica progetterà la centrale e fornirà le principali parti componenti, compresi un reattore e l'equipaggiamento, la caldaia, gli elementi per il trasferimento del calore e le turbine.

Sir Claude Gibb, Presidente della Società britannica, ha dichiarato che la centrale produrrà elettricità ad un costo competitivo con quello delle centrali convenzionali e che essa sarà la prima di dieci centrali che verranno costruite per raggiungere l'obiettivo di 2000 megawatts fissato per l'Italia dall'EURATOM. Questo programma, nel quale l'Inghilterra spera di svolgere una parte di primo piano, dovrebbe essere completato per il 1967.

L'accordo odierno abbraccia lo scambio di informazioni sulla progettazione, costruzione e funzionamento delle centrali elettro-nucleari, l'addestramento del personale tecnico e la collaborazione nelle ricerche.

Gibb ha detto che un gruppo di ingegneri italiani è già arrivato in Inghilterra per l'addestramento e che ingegneri britannici sono in Italia. Per la prima centrale l'Agip Nucleare eseguirà i lavori di costruzione, ma col passare del tempo la società italiana fabbricherà gran parte della attrezzature necessarie per le successive centrali.

Interrogato a ua conferenza stampa, Gibb ha detto che la sua società può produrre centrali più grandi di quella italiana — « se qualcuno volesse acquistare una centrale da 1000 megawatts noi firmeremmo immediatamente ». *(u. b.)*

Piccolo Trasmettitore Transistorizzato*

Con poche decine di milliwatt si possono ottenere collegamenti che oltrepassano il centinaio di chilometri. E' l'esperienza di un radioamatore tedesco.

I transistori incominciano ad interessare anche una parte dei radioamatori; è entusiasmante infatti lavorare con potenze di antenna dell'ordine di una decina di mW, e ottenere dei collegamenti che oltrepassano i 100 km: potremmo chiamare questo l'amatorismo « sportivo ».

Per questo descriveremo ora, a titolo di indirizzo, un minuscolo trasmettitore realizzato da DJ1ZG.

Esperimenti erano già stati fatti con transistori a punte, che però presentano molti inconvenienti. Con i transistori a giunzione le cose non erano molto facili, fino a quando non sono apparsi sul mercato i transistori per alta frequenza.

E i risultati ottenuti sono stati così incoraggianti che c'è da sperare che nel prossimo futuro esisteranno transistori ad alta frequenza per potenze ben più elevate.

Si parla infatti (lo diciamo qui per inciso) di una nuova tecnologia francese nella costruzione di tali transistori: anzichè di una doppia giunzione essi si comporrebbero infatti di un cilindretto omogeneo di materiale semiconduttore, e di un anello nella parte mediana strozzata, avente l'ufficio di elettrodo di controllo. Con ciò si ridurrebbe enormemente la capacità di diffusione della base dei transistori a giunzione.

Ritornando al nostro argomento, potrebbe sembrare un'illusione il voler varcare grandi distanze con potenze di 10 a 20 mW.

E invece non è poi cosa così impossibile. È risaputo infatti che l'intensità di ricezione in un determinato punto varia in più o in meno di un grado « S » qualora al trasmettitore si aumenti o diminuisca la potenza a quattro volte tanto ovvero a un quarto.

Se facciamo il conto possiamo controllare che riducendo la potenza al trasmettitore a 1/1000 (per esempio da 15 W a 15 mW) l'intensità di ricezione in un certo punto si ridurrà di 5 gradi « S ».

Ora, con 15 W, non sono rari i rapporti con « S 9 » e oltre: quindi, con 15 mW, ci si può aspettare non pochi S 7 e S 4 anche da ragguardevoli distanze.

(*) LENNARTZ, H., Kleinstsender für 80 m mit Flächentransistoren, *Funkschau*, Agosto 1957, 16, pag. 459.

Fig. 1 - Primo esemplare di trasmettitore.

Fig. 2 - Sistema di modulazione con diodo al germanio.

1. - TRASMETTITORE A UNO STADIO.

Il primo trasmettitore costruito comprendeva un solo transistore del tipo OC 33 ovvero OC 34, ed è rappresentato in fig. 1.

Con una corrente di collettore di 2 ÷ 3 mA, la potenza disponibile è di 5 ÷ 7 mW.

La modulazione non è cosa molto semplice. Un microfono a carbone può venire inserito nel circuito di emettitore, meglio con l'intermediario di un trasformatore. Si ottiene una modulazione di ampiezza ancora intelleggibile a parecchi chilometri, ma disgraziatamente accompagnata di una forte modulazione di frequenza.

Per una portante di 3,6 MHz sè i

Fig. 3 - Schema elettrico di trasmettitore a due stadi.

La corrente di collettore può venire determinata dal valore della resistenza di emettitore: quando questa diviene inferiore a circa 500 Ω, la corrente aumenta eccessivamente e le oscillazioni disinnescano. In ogni caso, occorre non sorpassare la potenza massima dissipata di 50 mW. E conviene starci bene al disotto, perchè in caso contrario il transistore diventa caldo e la frequenza comincia a passeggiare.

constatata una variazione di 10 kHz per ogni volt di variazione della tensione di emettitore.

Un sistema interessante di modulazione impiega un diodo al germanio: la fig. 2 lo illustra. La modulazione di ampiezza resta in limiti accettabili, ma una parte della preziosa radio-frequenza è dissipata nel diodo. Come cir-

(il testo segue a pag. 285)

I Trasformatori negli Apparati a Transistori*

La tecnica dei trasformatori ha fatto in questi ultimi anni enormi progressi, per cui è possibile realizzare trasformatori di dimensioni assai modeste che non introducano distorsioni e che abbiano la desiderata larghezza di banda.

DA LUNGO TEMPO i trasformatori sono stati eliminati, per quanto possibile, dai circuiti audio. L'avvento dei transistori ha portato nuovi orientamenti nel progetto dei circuiti audio e il vantaggio di introdurre dei trasformatori merita di essere attentamente considerato.

Alcuni nostri lettori ricorderanno che circa trent'anni fà, i ricevitori radio usavano triodi alimentati con batterie e c'erano solo due o tre tipi di valvole da scegliere. Quei vecchi ricevitori usavano almeno due o tre trasformatori, perchè, con quei triodi a basso guadagno, un ricevitore senza trasformatore avrebbe richiesto un enorme numero di stadi. La radiotecnica, a quei tempi, era molto giovane, così non c'è da meravigliarsi se allora si formò la convinzione che il trasformatore, in un amplificatore audio, è la causa principale di distorsioni. Perciò, nuovi tipi di tubi elettronici, che rendevano non necessario l'uso dei trasformatori, furono accolti con grande favore.

Attualmente si è arrivati ad uno stadio di progresso, nel campo elettronico, nel quale i transistori pare rivoluzionino il progetto delle apparecchiature elettroniche in maniera analoga a quanto fatto dalla valvola.

Ci troviamo di fronte a questo interrogativo: poichè i transistori richiedono l'impiego di trasformatori interstadio, nel futuro ci si accontenterà di impiegare nuovamente i trasformatori o si cercherà di realizzare dei transistori aventi delle caratteristiche tali da permettere l'uso di questi senza trasformatori? La tecnica dei trasformatori ha fatto in questi ultimi enormi progressi, per cui è possibile realizzare trasformatori di dimensioni assai modeste che non introducano distorsioni e che abbiano la desiderata larghezza di banda. Tutto lascerebbe quindi prevedere che, almeno fino a quando i fisici che si occupano di semiconduttori ci daranno dei transistori tali da non richiedere i trasformatori, questi verranno largamente impiegati nei circuiti audio e transistori.

In questo articolo si analizza il problema della applicazione dei trasformatori nei circuiti a transistori al fine di avere un ottimo rendimento e sfruttare al massimo le caratteristiche del transistore.

1. - STADIO AMPLIFICATORE A TRANSISTORE CON BASE A MASSA.

Nel transistore l'elettrodo (1), che si considera come elettrodo di riferimento, è normalmente la base. Ma invece di considerare le tensioni dell'emissore e del collettore con riferimento alla base, come nei tubi elettronici, in un transistore si considerano le correnti, e la figura I mostra delle caratteristiche tipiche di transistori dove la corrente di collettore è in funzione della tensione di collettore per vari valori della corrente di emissore. Queste caratteristiche possono essere considerate come le caratteristiche base di un transistore. Nel caso di un tubo elettronico si deve considerare solo la tensione di griglia; infatti la griglia non assorbe corrente e quindi non è necessario considerare l'impedenza di griglia in quanto questa non caricherà mai il circuito che genera la tensione di griglia. Nel caso del transistore, la resistenza fra l'emissore e la base varia sia con la corrente di emissore che con la tensione di collettore. Questo significa che la resistenza d'ingresso di un transistore, collegato con la base a massa, è costituita da un resistore non lineare; la caratteristica non lineare di questo dipende dal carico collegato al circuito di collettore.

Prima di tutto si consideri l'ipotetico amplificatore a transistori a due stadi riportato in fig. 2. Come vedremo esaminandolo, questo circuito non ha alcuna pratica possibilità di applicazione, ma serve per dimostrare come i trasformatori possano essere utili negli amplificatori a transistori.

Nel circuito con la base a massa, la resistenza d'ingresso di un transistore, dall'emissore a massa, è molto bassa e può variare da 10 a 1000 Ω, secondo il tipo di transistore impiegato. Questa resistenza non è lineare, come è già stato accennato. Come mostra la pendenza delle curve di figura 1, la resistenza per correnti alternate del circuito di collettore è molto alta, da 100.000 Ω a 1 MΩ, dipende il tipo di transistore. Dapprima si consideri la resistenza d'ingresso: se all'ingresso si applica sostanzialmente un generatore di tensione, la resistenza interna del generatore dal quale l'emissore assorbe corrente, dovrebbe essere assai più alta della resistenza d'ingresso dell'emissore al fine di non avere alcuna variazione di tensione causata dalla non linearità del carico applicato al generatore. In questo modo la corrente assorbita dall'emissore varierà in modo analogo alla tensione del generatore.

Fig. 1 - Caratteristiche tipiche di un transistore a giunzione pnp con base a massa, con tracciate le linee di carico relative alla resistenza del circuito di collettore.

(*) CROWHURST, N.H., Transformers in Transistorized Equipment, *Audio Engeneering*, Novembre 1957, 44, 11, pagg. 46-48, 93-96.

(1) L'autore usa la parola « elettrodo » non in quanto i transistori abbiano degli elettrodi, ma per analogia con i tubi elettronici.

rassegna della stampa

Fig. 2 - Amplificatore con base a massa trattato nell'articolo.

Fig. 3 - Amplificatore con base a massa ed accoppiamento a trasformatore trattato nell'articolo.

Fig. 5 - Stadio amplificatore con emissore comune: si notino i versi delle tre correnti.

Si consideri ora l'accoppiamento fra i due stadi. Il carico sul circuito di collettore, se non si inserisce una resistenza fra il collettore del primo transistore e l'emissore del secondo transistore, è semplicemente la resistenza d'ingresso dell'emissore del secondo transistore; questa sarà circa una linea verticale nelle caratteristiche di fig. 1 La linea può essere inclinata se si inserisce una resistenza fra il collettore e l'emissore. Ma, come mostrano le linee di carico tracciate in fig. 1, questo non cambierà sostanzialmente la corrente del segnale che viene inviata all'emissore del secondo tanistore.

Poichè il fattore di amplificazione di corrente, indicato con il simbolo α, per tutti i transistori eccettuati i tipi a punte di contatto, ha un valore leggermente inferiore all'unità, normalmente 0.95, le variazioni di corrente che vengono provocate nell'emissore del secondo transistore, saranno leggermente più piccole delle variazioni di corrente che vengono provocate nell'emissore del primo transistore, sia che venga inserita o meno una resistenza fra i due stadi.

Da quanto precede risulta evidente che il guadagno nel nostro ipotetico amplificatore a due stadi è leggermente inferiore al guadagno di un amplificatore a un solo transistore. La ragione di questo è la grandissima differenza fra la resistenza del collettore del primo stadio, variabile da 0,1 a 1 MΩ, e la resistenza dell'emissione del secondo stadio, variabile da 10 a 1000 Ω.

È possibile avere un guadagno notevole nel circuito amplificatore con base a massa, usando un trasformatore in discesa fra gli stadi, come è ben visibile in figura 3. Questo trasformatore ha lo scopo di accoppiare l'elevata resistenza di collettore e la bassa resistenza di emissore. Un rapporto di circa 30 a 1 potrebbe essere usato nel nostro caso. Nel caso che sia possibile realizzare un trasformatore avente caratteristiche soddisfacenti, questo abbasserebbe l'effettiva resistenza del collettore, come vista dall'emissore dello stadio seguente, da 0,1 ÷ 1 MΩ a 100 ÷ 1000 Ω, cioè si avrebbe un guadagno di 30 dB.

Nonostante che la resistenza di emissore, chè si riflette attraverso il trasformatore come un carico per il collettore, sia non lineare, non si hanno distorsioni apprezzabili, perchè si alimenta l'emissore del secondo stadio mediante un generatore che è sostanzialmente un generatore di corrente, costituito dal collettore del primo stadio. La ragione per la quale questi trasformatori non vengono usati è che l'elevato valore dell'impedenza primaria porta a notevoli complicazioni, specialmente se vi sono delle limitazioni nelle dimensioni.

Fig. 4 - Il carico non lineare emissore-collettore, riflesso attraverso il trasformatore, produce una caratteristica di guadagno di corrente praticamente lineare, ma una caratteristica di guadagno di tensione del tutto non lineare.

2. - CARATTERISTICHE RICHIESTE AI TRASFORMATORI.

Prima di passare ad illustrare circuiti più complicati si esaminano quali debbano essere le caratteristiche di questi trasformatori. Nei trasformatori interstadio usati negli amplificatori a tubi elettronici, la corrente di magnetizzazione dovrebbe essere ridotta il più possibile, principalmente perchè la sua non linearità produrrebbe delle distorsioni. Contemporaneamente l'induttanza di dispersione insieme con la capacità parassita possono, agendo assieme, deformare la curva di risposta alle alte frequenze. Queste caratteristiche devono essere particolarmente prese in considerazione per il progetto o la scelta di un trasformatore per circuiti a tubi elettronici.

Nel caso di un trasformatore per circuiti a transistori, la resistenza del l'avvolgimento non porta alcun danno in quanto aiuta a stabilizzare la corrente. L'induttanza di dispersione porterà solo una distorsione assai bassa nella corrente circolante nell'emissore, distorsione certamente inferiore a quella causata dalla non linearità della resistenza dell'emissore che costituisce il carico. La capacità parassita, fra l'avvolgimento primario e l'avvolgimento secondario, può essere un fattore nocivo, in quanto permette alla corrente di passare direttamente dal collettore all'emissore dello stadio seguente. Le perdite nel ferro possono essere assai dannose anche se del materiale magnetico speciale viene usato per il nucleo in modo da non produrre distorsione non lineare nel trasformatore stesso.

Nei circuiti a transistori, l'amplificazione di corrente è lineare mentre l'amplificazione di tensione non è lineare. Questo è illustrato in figura 4, in cui la linea di carico, che è notevolmente concava verso l'alto, rappresenta il carico riflesso attraverso il trasformatore, costituito dalla resistenza di emissore dello stadio seguente. Le distanze verticali fra i punti di intersezione sono quasi tutte uguali, mentre le distanze in senso orizzontale, sulla scala delle tensioni, sono diverse fra di loro e si ha quindi una notevole distorsione.

Quanto detto nel paragrafo precedente porta come conseguenza che una

Fig. 6 - Caratteristiche tipiche per un transistore a giunzione pnp, emissore a massa.

eventuale corrente di magnetizzazione, assorbita dal trasformatore, risulterebbe pure non lineare, in quanto risulta proporzionale alla tensione che non è lineare, e quindi provoca distorsioni della corrente secondaria. Un trasformatore a transistori dovrebbe essere progettato in modo da avere una corrente di magnetizzazione molto piccola e la parte principale delle sue perdite dovrebbe essere introdotta dalla resistenza serie nell'avvolgimento. Anche la capacità parassita oltre a causare delle perdite alle alte frequenze, costituendo un collegamento diretto fra l'avvolgimento primario e l'avvolgimento secondario, introduce delle distorsioni non lineari nella corrente del secondario alle alte frequenze.

3. - STADIO AMPLIFICATORE A TRANSISTORI CON EMISSORE A MASSA.

Si ruoti il transistore in modo che l'emissore sia posto a massa. Questo stadio di amplificazione a transistori è, come ben noto, il più usato. In questo caso la corrente d'ingresso è la differenza fra la corrente di collettore e quella di emissore. Le variazioni della corrente di collettore (eccettuati i transistori a punte di contatto, sono normalmente una frazione α delle variazioni della corrente di emissore, dove α è prossimo, sebbene inferiore, all'unità. Questo significa che per la medesima variazione di tensione fra la base e l'emissore, la corrente d'ingresso sarà $I_e - \alpha I_e$, dove I_e è la corrente di emissore.

Se si sceglie per α il valore tipico 0,95, questo significa che la resistenza d'ingresso di un transistore, collegato con emissore a massa, è circa 20 volte la sua resistenza d'ingresso quando è collegato con la base a massa.

Si avrà un'amplificazione di corrente di circa 20 volte, il che significa un guadagno di 26 dB se le resistenze del circuito d'ingresso e di quello d'uscita fossero le medesime.

Si consideri il circuito d'uscita: la variazione di corrente e di tensione, misurate fra il collettore e la base, possono essere le medesime di quelle che si avevano nel caso del circuito con base a massa. Nel caso di emissore a massa la variazione di corrente sarà la medesima perchè il circuito di collettore è il medesimo, ma la variazione di tensione sarà diversa in quanto verrà misurata fra il collettore e l'emissore invece che fra il collettore e la base. Poichè le variazioni di tensione dall'emissore alla base hanno la medesima fase delle variazioni di tensione misurate dal collettore alla base, la variazione di tensione emissore-base si ottiene dalla variazione di tensione che si ha nel circuito con base a massa. La tensione che si ha fra emissore e base o meglio, fra base ed emissore, (essendo l'emissore a massa) dipende dalla resistenza d'ingresso dell'emissore e, come precedentemente affermato, questa a sua volta dipende dalla tensione del collettore. Perciò il carico nel circuito di

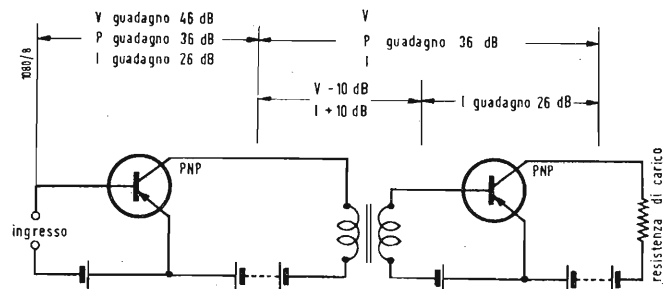



Fig. 7 - Amplificatore a due stadi con accoppiamento a trasformatore ed emissore a massa, con la distribuzione dei vari guadagni.

collettore dello stadio amplificatore con emissore a massa porta a delle variazioni della tensione base-emissore. Questa, a sua volta, si modificherà e in questo modo cambierà anche la variazione di tensione utile del collettore.

Come si può ben vedere, i fenomeni sono diversi e legati fra loro, perciò risulta assai difficile effettuarne un'analisi completa. Per queste ragioni, per il caso di emissore a massa, vengono fornite dai fabbricanti per quasi tutti i transistori caratteristiche separate; una tipica famiglia di queste caratteristiche viene riportata in figura 6. Da queste curve appare evidente che la reale resistenza d'uscita, data dall'inclinazione delle caratteristiche, non è così costante come nel caso di amplificatore con base comune. L'amplificazione lineare sarà, in questo caso, assai più dipendente dall'inclinazione della linea di carico.

In alcuni transistori la distanza fra le linee è tale che l'amplificazione di corrente risulterà non lineare per qualsiasi inclinazione della retta di carico. In questi esempi si può cercare di rendere lineare l'amplificazione di corrente sfruttando la non linearità del carico rappresentato dalla resistenza d'ingresso, sia di questo stadio sullo stadio precedente o dello stadio seguente su questo stadio, a seconda che la diminuzione delle distanze fra le curve caratteristiche si abbia verso l'alto, come in fig. 8, o verso il basso.

In uno stadio di questo tipo la resistenza d'uscita risulta di poco superiore di 10 volte la resistenza d'ingresso. Questo significa che il guadagno di potenza reale, quando il guadagno di corrente è di 26 dB, diventa di 36 dB o più.

Nell'amplificazione realizzata con tubi elettronici siamo soliti parlare di guadagno di tensione, così si considera l'amplificazione effettiva di tensione anche nel caso dei transistori. Il guadagno di corrente è 26 dB, o 1/20, e la resistenza del circuito d'uscita è circa 10 volte la resistenza d'ingresso. Questo significa che la tensione d'uscita è più di 200 volte la tensione d'ingresso, o che il transistore fornisce un guadagno di tensione di 46 dB o più.

In un amplificatore ad accoppiamento diretto e ad accoppiamento a resistenza e capacità, si potrebbero realizzare solo 26 dB per stadio, perchè il transitore, come ben noto, è un elemento principalmente caratterizzato dalle correnti in esso circolanti. Al fine di migliorare il rendimento dell'accoppiamento di un amplificatore a molti stadi, possiamo ancora usare i trasformatori per accoppiare l'uscita all'ingresso, usando questa volta un trasformatore in discesa avente un rapporto di trasformazione di circa 3 (o magari anche un pò di più). Questo permetterà a ciascun transistore, con il suo associato trasformatore interstadio, di fornire un guadagno di potenza (o di tensione) di più di 36 dB, o circa il 50% in più che senza trasformatore. Lo stadio d'ingresso raggiunge un guadagno di tensione di più di 46 dB, come illustrato in figura 7.

Nei circuiti realizzati con tubi elettronici, per ottenere guadagni superiori a 40 dB con un solo tubo-elettronico, sarebbe necessario usare delle resistenze molto alte nel circuito di placca, queste resistenze provocherebbero una caduta alle alte frequenze certamente non desiderabile. Nei circuiti con transistori, usando stadi con emissore a massa, tutte le impedenze sono di un ordine di grandezza ragionevole, e così le capacità non assumono proporzioni importanti. L'induttanza di dispersione è pure relativamente non importante. Questa è la ragione per la quale è possibile applicare la controreazione con più stadi a transistori, *persino quando sono accoppiati a trasformatore.*

Una caratteristica assai conveniente della controreazione, nel caso di accoppiamento a trasformatore, è la facilità con la quale è possibile ottenere la giusta relazione di fase semplicemente invertendo uno qualsiasi degli avvolgimenti di uno dei trasformatori. Ma nei transistori accoppiati a trasformatore, le relazioni di fase sono importanti per un'altra ragione, illustrata nelle fig. 8 e 9. La resistenza d'ingresso dello stadio seguente non è lineare. Ma con l'accoppiamento a trasformatore, la «direzione» della non linearità può essere invertita semplicemente invertendo i collegamenti di un avvolgimento. Le fig. 8 e 9 mostrano due differenti famiglie di caratteristiche con emissore a massa. Come queste linee di carico mostrano, la desiderata relazione di fase di un trasformatore interstadio dipende dalle caratteristiche proprie del transistore scelto. Per confronto, nelle figure si sono tracciate le linee di carico corrispondenti ad una pura resistenza ed alla impedenza d'ingresso dello stadio sucessivo con ambedue le polarità possibili.

È possibile che, con un progetto accurato, un amplificatore a transistori, che impieghi questi piccoli trasformatori, possa ancora fornire una risposta alle frequenze ed un coefficiente di distorsione del tutto paragonabili a quelli di un amplificatore a tubi elettronici di alta qualità. Ma per ottenere questi risultati è necessario accertarsi che i trasformatori abbiano delle caratteristiche soddisfacenti e che i circuiti degli amplificatori a transistori siano correttamente progettati al fine di ottenere la massima linearità stadio per stadio.

(dott. ing. Pierantonio Cremaschi)

Fig. 8 - Linee di carico relative al primo stadio di amplificazione dell'amplificatore di figura 7. La linea a tratto piena e la linea tratteggiata con convessità rivolta verso l'alto si riferiscono all'impedenza di carico costituita dall'impedenza d'ingresso del secondo stadio di amplificazione. Le due rette di carico corrispondono alle due possibili relazioni di fase realizzabili invertendo i collegamenti di interstadio. La linea a tratto pieno è quella che corrisponde a minore distorsione. La retta di carico, compresa fra le due sopra menzionate, corrisponde a una pura resistenza di carico.

Fig. 9 - Come figura 8, ma per diverse caratteristiche del transistore. Notare che in questo caso la relazione di fase, corrispondente ad una minima distorsione, è invertita rispetto a quella di figura 8.

Hazel - nuovo reattore britannico

Un nuovo reattore sperimentale è entrato in funzione a Harwell; noto col nome di Hazel esso brucia uranio arricchito sotto forma di un sale di uranio che viene disciolto nell'acqua pesante usata come moderatrice.

Questi nuovo reattore è particolarmente interessante perchè rappresenta una corrente propugnata per qualche tempo consistente soprattutto nell'evitare il tipo di reattore attualmente in uso in cui verghe di combustibili vengono affondate nel moderatore dal quale devono essere poi ritirate a mano a mano che si consumano.

Una tale operazione costringe i tecnici ad arrestare l'attività del reattore con conseguente perdita di tempo e di produzione. Se fosse possibile sfruttare il combustibile sotto forma di soluzione anzichè di verghe, esso potrebbe venire ritirato attraverso una tubazione, permettendo una continuità operativa come si ha nell'industria chimica. Hazel è appunto un reattore sperimentale concepito per lo studio di questa possibilità.

Il nucleo di questo reattore è in cilindro di acciaio inossidabile circondato da un riflettore a grafite. La soluzione viene pompata nel cilindro da due serbatoi vicini. Il sistema è controllato regolando il livello della soluzione liquida all'interno del reattore e facendo muovere una lastra verticale di cadmio assorbitrice di neutroni nello spazio tra il cilindro e il riflettore a grafite.

(u. b.)

Memorie Magnetiche per Calcolatori*

Non è richiesta energia per mantenere registrata a tempo indeterminato l'informazione; non esistono parti meccaniche in movimento sia alla registraziane, sia alla lettura; le velocità di registrazione e di lettura non hanno un limite inferiore e il limite superiore è abbastanza elevato per essere di estrema utilità in ogni applicazione.

1. - FERRITE A CICLO D'ISTERESI RETTANGOLARE.

Un elemento magnetico a ciclo d'isteresi rettangolare si presta al funzionamento come elemento di memoria (fig. 1). Esso ha infatti la facoltà di possedere due differenti stati magnetici stabili e ben definiti, in assenza di qualsivoglia eccitazione. Un impulso di corrente positivo di sufficiente ampiezza lascia l'elemento magnetico al punto di magnetismo rimanente $+B_r$, mentre un impulso di corrente negativo sposta lo stato magnetico al punto di magnetismo rimanente $-B_r$. Ciò stabilito, possiamo denominare lo stato corrispondente al punto $+B_r$ con la cifra « uno » del sistema binario, e quello al punto $-B_r$ con la cifra « zero ». Per sapere in quale dei due stati un elemento magnetico si trovi, immaginiamo che esso sia sotto la forma di un piccolo nucleo anulare con due avvolgimenti.

Fig. 1 - Ferrite a ciclo d'isteresi rettangolare.

Fig. 2 - Schema di matrice.

Inviamo su uno degli avvolgimenti un impulso negativo di grande ampiezza che chiameremo impulso di lettura, ed osserviamo l'uscita del secondo avvolgimento.

Se il nucleo si trovava nella posizione $+B_r$, l'impulso di lettura produce una variazione di flusso da $+B_r$ a $-B_r$, e sul secondo avvolgimento, a causa di questa variazione di flusso è indotto un impulso di notevole ampiezza, proporzionale al valore di B_r ed al numero delle spire. Questa ampiezza possiamo chiamarla tensione integrale di uscita della cifra « uno ». (uU_1)

Se invece il nucleo era nella posizione $-B_r$, la variazione di flusso prodotta dall'impulso di lettura è molto ridotta (teoricamente sarebbe nulla in un materiale a ciclo d'isteresi esattamente rettangolare).

Molto ridotta è quindi anche l'ampiezza dell'impulso di uscita: chiameremo questa ampiezza tensione integrale di uscita della cifra « zero » (uU_0)

In realtà si farà proprio uso di nuclei anulari in generale di dimensioni molto ridotte (diametro esterno dell'ordine di 1 ÷ 2 mm), ma in grande quantità, disposti come indica la fig. 2.

Ogni nucleo giace, o meglio ogni anello è attraversato, da un filo verticale ed uno orizzontale, che canalizzano gli impulsi di scrittura e di lettura, e che costituiscono il primo avvolgimento del nostro esempio precedente.

Questo montaggio assicura anche il fissaggio meccanico del sistema degli anelli.

Si voglia ora ad esempio registrare la cifra « zero » in un determinato anello. È sufficiente inviare due impulsi di ampiezza $-\frac{H_m}{2}$ e contemporanei nel tempo, l'uno sul filo verticale e l'altro sul filo orizzontale relativi all'anello prescelto. Il nucleo reagirà quindi come davanti ad un solo impulso $-H_m$, sufficiente a fargli sorpassare il ginocchio di saturazione, ed assumerà la condizione $-B_r$, corrispondente a « zero ».

Ma anche tutti i nuclei che si trovano sul medesimo filo verticale e quelli sul medesimo filo orizzontale, ricevono un impulso, ma di ampiezza $-\frac{H_m}{2}$ totale, ed insufficiente a penetrare nella zona di saturazione.

Per i nuclei originariamente in posizione $-B_r$ (« zero ») non accade nulla.

Quelli invece in posizione $+B_r$ (« uno ») sono disturbati, in quanto la loro magnetizzazione rimanente viene leggermente degradata passando da $+B_r$ ad un valore inferiore $+B'_r$, in conseguenza di un ciclo d'isteresi parziale descritto a causa dell'impulso $-\frac{H_m}{2}$. (fig. 3 a)

Il risultato è che, quando uno di questi anelli in posizione « uno » verrà letto fornirà un impulso di uscita di ampiezza un po' inferiore alla tensione integrale della cifra « uno » più sopra definita.

Chiameremo questa ampiezza tensione disturbata della cifra « uno » (gU_1).

Se invece scriviamo un « uno » in un determinato nucleo mediante due impulsi $+\frac{H_m}{2}$, vengono disturbati tutti i nuclei contenenti uno « zero » e che si trovano su uno dei fili che portano l'impulso $+\frac{H_m}{2}$.

Come conseguenza si ha che in questi nuclei il magnetismo rimanente scivola da $-B_r$ ad un valore $-B'_r$ per la stessa ragione vista prima. (fig. 3 b)

E quando uno di questi nuclei verrà interrogato dall'impulso negativo di lettura, esso fornità all'uscita un impulso di ampiezza maggiore della tensione integrale della cifra « zero ».

Noi chiameremo questa ampiezza tensione disturbata della cifra « zero ». (gU_o)

La fig. 4 mostra qualitativamente i rapporti esistenti fra queste differenti ampiezze, in un sistema accuratamente progettato.

La degradazione degli impulsi è tanto meno apparente quanto più l'indice di rettangolarità R_v del ciclo d'isteresi del materiale magnetico:

$$R_v = \frac{B\left(-\frac{H_m}{2}\right)}{B\,(+H_m)}$$

si approssima all'unità. (fig. 5 a)

Questo indice è funzione anche dell'intensità di campo, e si mantiene costante in un certo intervallo di esso, e cade rapidamente addentrandosi nella zona di saturazione. (fig. 5 b)

Fig. 3 - « Uno » e « Zero » disturbati.

Fig. 4 - Impulsi d'uscita integrali e disturbati.

I nuclei di cui si dispone oggi hanno facilmente indici di rettangolarità compresi fra 0,8 e 0,95, nella zona non saturata. La pratica mostra che si può lavorare bene in una matrice di anelli, non tenendo conto della degradazione degli impulsi se l'indice di rettangolarità non scende al disotto di 0,7.

2. - COSTITUZIONE DI UNA MEMORIA MAGNETICA.

Nella fig. 6 è rappresentata una matrice a 16 elementi. Sui fili orizzontali e verticali si inviano gli impulsi di coincidenza positivi e negativi, di mezza ampiezza. L'anello di ferrite che abbraccia il punto d'incrocio della coppia di fili eccitata registra l'informazione « uno » ovvero « zero », a seconda della polarità degli impulsi ricevuti.

L'interrogazione di un determinato anello è effettuata inviando sulla coppia di fili verticale-orizzontale relativa due impulsi negativi di coincidenza di mezza ampiezza, ed osservando l'uscita del circuito di lettura, costituito da un filo concatenato con tutti gli anelli della matrice.

Un qualsiasi anello, dopo l'interrogazione, viene a trovarsi quindi nella condizione « zero ».

Quasi sempre invece, dopo una interrogazione, si desidererebbe che l'elemento conservi ancora l'informazione ricevuta originariamente per altri usi. L'unica soluzione consiste quindi nel reinscrivere subito dopo ogni interrogazione le informazioni sulla matrice.

Poichè, come abbiamo visto, dopo l'interrogazione tutti gli anelli si trovano in posizione « zero », è sufficiente preoccuparsi di reinscrivere soltanto le informazioni relative all'« uno ».

Ciò si effettua fornendo, dopo ogni interrogazione, con una certa sequenza, a ogni coppia di fili verticale-orizzontale (vale a dire quindi ad ogni anello), una coppia di mezzi impulsi coincidenti positivi.

Questo non è tutto: infatti così facendo al termine dell'operazione ogni anello della matrice si troverebbe nella posizione « uno ».

Per evitare ciò esiste un quarto avvolgimento, concatenato con ognuno degli anelli, e chiamato « avvolgimento di blocco ».

Su questo avvolgimento, durante la scansione della matrice con i mezzi impulsi positivi, viene inviato un mezzo impulso negativo in coincidenza, ogni volta che l'anello interessato in quel momento deve rimanere in posizione « zero ». Infatti, in questo modo l'anello riceve due mezzi impulsi positivi ed un mezzo impulso negativo, nello stesso istante. La risultante che agisce sull'anello è mezzo impulso positivo. Come abbiamo visto in precedenza i mezzi impulsi singoli non sono capaci di far cambiare di stato agli anelli, e producono solo una certa degradazione (ammissibile se tutto il sistema è ben progettato) dell'informazione registrata (fig. 7)

Sull'avvolgimento di blocco non viene invece inviato nulla nei momenti in cui la scansione passa per anelli da portare in posizione « uno ». In tal caso infatti i due mezzi impulsi positivi agiscono da soli e provocano la commutazione.

3. - IMPULSI INDESIDERATI.

L'avvolgimento di lettura è concatenato, come abbiamo visto, con tutti quanti gli anelli.

Quando si interroga un certo anello (ad esempio quello quadrettato della fig. 6) si ottiene sull'avvolgimento di lettura un certo impulso di tensione, che origina in parte anche dagli anelli che si trovano sul filo verticale e sul filo orizzontale relativi all'anello interrogato (anelli tratteggiati della fig. 6). A seconda del proprio contenuto di informazione (che è completamente imprevedibile), ognuno di questi anelli contribuisce al disturbo totale con un impulsino positivo ovvero negativo. E l'impulso ai capi dell'avvolgimento di lettura è la somma dell'impulso utile e di tutti questi impulsini.

In pratica si è comunque constatato che anche in matrici composte di 64 × 64 = 4096 anelli, purchè di buona qualità, l'effetto disturbante degli impulsini indesiderati resta largamente al disotto del limite ammissibile. Buona qualità dell'anello significa indice di rettangolarità più elevato possibile, e per conseguenza bassi valori della tensione disturbata della cifra « zero ».

Si è anche avvantaggiati dal fatto (fig. 4) che al massimo degli impulsini indesiderati si presenta con un certo anticipo nel tempo rispetto al massimo dell'impulso principale.

Una causa più grave di disturbo, che limita il numero massimo di anelli della matrice, è rappresentata dagli impulsini indesiderati che appaiono ai capi del circuito di lettura quando si invia il mezzo impulso negativo nell'avvolgimento di blocco. In questo caso infatti tutti gli anelli sono interessati dai due avvolgimenti, di lettura e di blocco.

L'ampiezza massima della tensione di uscita risultante può anche sorpassare di molto l'ampiezza della tensione integrale della cifra « uno ».

Questo può causare un disturbo nel senso che se, come il più delle volte avviene, l'avvolgimento di lettura è collegato ad un amplificatore, esso può venire sovraccaricato e restare per un certo tempo bloccato, rifiutando degli impulsi utili.

Anche questo incoveniente è sormontato con la scelta del materiale magnetico e con una accurata progettazione dei circuiti elettronici.

4. - STORIA.

L'idea dell'impiego di memorie magnetiche è da attribuire ad uno scienziato tedesco che creò il Permanorm 5000 Z, una lega ferromagnetica a ci-

(*) ECKERT, O., HUWE, G., Die Arbeitsweise magnetischer Koinzidenz-Zahlenspeicher, *Radio Mentor*, maggio 1957, 5, pag. 260.

Fig. 5 - Definizione di indice di rettangolarità e sua dipendenza dall'eccitazione.

Fig. 7 - L'impulso di blocco riduce a metà l'impulso di coincidenza ed impedisce la commutazione su « Uno ».

clo d'isteresi quasi rettangolare ed a basso valore della forza coercitiva.

Molto più tardi si arrivò alle ferriti a ciclo d'isteresi ancora più rettangolare. Queste ultime sono generalmente riservate per le matrici con un grande numero di elementi e con i differenti circuiti di eccitazione, di blocco e di lettura ridotti ad un reticolo di singoli fili che attraversano semplicemente l'anello.

Per i complessi che impiegano un più limitato numero di memorie si fa ancora uso di piccoli nuclei anulari laminati di Permanorm, Permalloy, ecc., con veri e propri avvolgimenti toroidali di qualche decina di spire, ciascuno generalmente in numero di tre: eccitazione, blocco e lettura. A titolo di orientamento, ecco alcune caratteristiche di un piccolo elemento in permalloy, del diametro di circa 12 mm:

— L'impulso di eccitazione deve avere un'ampiezza compresa fra 2 e 6 amperspire, ed un tempo di salita dell'ordine di qualche microsecondo.

Fig. 6 - Matrice completa.

— L'energia richiesta all'impulso per commutare lo stato magnetico del nucleo è compresa fra 1 e 4 microwatt/secondo.

— Il tempo di commutazione richiesto dal nucleo, che diminuisce aumentando l'eccitazioe, non supera 10 microsecondi a 6 amperspire.

— La tensione dell'impulso di uscita è dell'ordine di 0,1 volt per spira.

Citiamo ora qualche esempio di applicazione.

Come mezzo di pura e semplice memoria, l'elemento magnetico è interessantissimo. Esso può sia fornire continuamente se interrogato l'informazione che gli è stata consegnata, sia custodire dormendo l'informazione per un tempo qualsiasi. Significativo è il fatto che è necessaria potenza solo per inscrivere una informazione, ovvero leggerla o spostarla. Quando essa è registrata, non è turbata neppure da interruzioni di corrente, e simili.

Sotto questa forma, per lo più montato in matrici, l'elemento magnetico trova applicazione nelle macchine calcolatrici digitali, sia elettroniche ad alta velocità che elettromeccaniche a bassa velocità (Schede perforate, ecc.).

Un secondo grande gruppo di applicazioni impiega l'elemento magnetico come mezzo di collegamento fra due sistemi a differente velocità di funzionamento. Vale a dire che l'elemento magnetico è usato come trasformatore di velocità di impulsi. Per esempio, degli impulsi in uscita da una calcolatrice a 25 kHz sarebbero di ben poca utilità se non potessero venire applicati ad un sistema scrivente, ovvero perforante, che non accetta velocità così elevate.

Con un sistema magnetico è possibile effettuare questa demoltiplicazione, ed è possibile anche l'operazione inversa di trasformare impulsi lenti (per esempio dati manualmente) in impulsi rapidi per sfruttare al massimo la velocità di una macchina calcolatrice.

Un'applicazione simile è la telegrafia ad altissima velocità.

5. - BIBLIOGRAFIA.

ECKERT-HUEWE: Koinzibenz-Zahlenspeicher.

Radio menton, n. 5 1957.

ECKERT: Ferrite mit rechteckörmiger Hystereseschleife. *E.T.Z.*, vol. 7 1954, Aprile.

PAPIAN: A coincident current magnetic memory for the storage of Digital Information. *Proceedings of the I. R. E.*, vol. 40, 1952.

BROWN-SCHÖNBERG: Ferrite speed digital computer. *Electronics*, 1953 Aprile.

(dott. ing. Gustavo Kuhn

Piccolo Trasmettitore Transistorizzato

(segue da pag. 277)

cuito oscillante, data la potenza in gioco, può venire usata una piccola bobina a nucleo di ferrite.

Il compensatore fra emettitore e collettore può anche essere sostituito da un condensatore fisso da 20 ÷ 25 pF: solo a frequenze superiori a 4 MHz incomincia a diventare critico.

2. - TRASMETTITORE A 2 STADI.

A causa della modulazione di frequenza, il trasmettitore a uno stadio non si dimostrava molto interessante. È stato quindi sviluppato un trasmettitore a due stadi, le cui prestazioni sono di gran lunga migliori, esso è rappresentato in fig. 3.

L'oscillatore (primo stadio) è uguale a quello precedentemente descritto.

Lo stadio amplificatore è costituito da un transistore dello stesso tipo, con connessione base a massa.

Fig. 4 - Circuito di neutralizzazione.

Il trasformatore di accoppiamento ha il secondario spostabile, ovvero un secondario fisso con circa ⅓ delle spire del primario e alcune prese, per realizzare il massimo trasferimento di energia allo stadio finale.

Il potenziametro da 1 kΩ nel circuito di emettitore permette di portare il transistore a lavorare al suo giusto punto di lavoro, ed un tasto manipolatore è inserito in serie sugli emettitori dei due stadi.

La sintonia dello stadio finale è alquanto problematica, perchè non si può avere una grande indicazione dalla lettura della corrente di collettore. Questa è maggiore in assenza del carico rappresentato dall'antenna di quanto questo carico non esiste.

Il procedimento migliore consiste nel misurare la tensione ad alta frequenza ai capi del primario del trasformatore di uscita con un uno strumento da 0,1 mA predisposto per 20 volt fondo scala ed un diodo al germanio in serie. Questo insieme presenta un'impedenza di circa 90 kΩ ed il suo carico può venire trascurato, di fronte all'impedenza di antenna, che deve risultare dell'ordine di 2 kΩ.

Con un tale misuratore si può regolare l'accoppiamento di antenna per la massima energia trasferita: in questa condizione la tensione ad alta frequenza a vuoto deve risultare doppia della tensione ad antenna collegata.

Conoscendo l'impedenza riflessa al primario dell'antenna (il che è presto fatto, scollegando l'antenna e connettendo in parallelo al primario una resistenza R che dia la stessa variazione della tensione ad alta frequenza) si può calcolare la potenza che esce P:

$$P = \frac{(\text{tensione a carico})^2}{R}$$

Benchè in questo montaggio non sia stato necessario, è bene conoscere il sistema di neutralizzazione che si dovrebbe usare, e questo specialmente in vista di futuri transistori a guadagno più elevato. La fig. 4 ne indica lo schema.

Più semplice sarebbe stato montare il secondo stadio come amplificatore con emettitore a massa: ma non consigliabile, perchè il coefficiente di amplificazione con emettitore a massa descresce più rapidamente con la frequenza del coefficiente di amplificazione α con base a massa.

3. - RISULTATI.

Con il trasmettitore di fig. 3 si ottiene una potenza di circa 12 ÷ 15 mW.

L'oscillatore è molto stabile ed il controllo di tono è stato quasi sempre « T 9 ».

Per l'alimentazione si sono usate normali pile da lampadina tascabile, perchè è necessario eliminare ogni fluttuazione: ogni volt di variazione della tensione di collettore produce una deriva di circa 700 Hz.

Regolando il potenziametro da 1 kΩ si può aumentare la potenza a 15 ÷ 20 mW (valore al quale la dissipazione nel transistore è al limite). La potenza assorbita è di circa 60 mW ed il rendimento dell'ordine del 25%.

L'amplificazione in potenza dello stadio è dell'ordine di 5 volte.

Con una corta antenna si sono ottenuti collegamenti di parecchie centinaia di metri.

Con una antenna di 60 metri, in pianura, si sono avuti i seguenti controlli in un breve periodo di tempo:

DISTANZA	R	S	T
200 km	5	5	9
150 »	5	5	9
140 »	3	3	9
70 »	5	6	9
12 »	5	7	9
< 5 »	5	8/9	9

(dott. ing. Gustavo Kuhn)

Crisi, Industria e Commercio

(segue da pag. 241)

blico con programmi vari ed attraenti (e questo per ora è esclusivamente compito della RAI), eliminando conformismi, uniformità, ripetizioni, faciloneria e cattivo gusto. E' unicamente una questione di « talento » sia per i programmi che per gli attori, che si deve sviluppare attorno ad un certo numero di canoni fondamentali ormai ben noti ed apprezzati nelle TV di tutto il mondo, naturalmente adattati alle abitudini, ai gusti ed al « modus vivendi » di ogni Paese. Evidentemente, e di ciò abbiamo già accennato in varie altre occasioni, un solo programma non è sufficiente. Ne occorre almeno un secondo che offra la possibilità al telespettatore specialmente se italiano di uscire dall'unico invalicabile binario della RAI. La sola possibilità di scelta fra due programmi, procura un senso di soddisfazione e d'interesse generale al possesore di un televisore che vede valorizzato il proprio apparecchio.

Abbiamo d'altronde l'evidentissimo esempio della Radio, oggi in piena ripresa di interesse e di numero d'ascoltatori, ed in piena vittoriosa competizione con la TV solo per merito dei suoi molteplici, interessanti programmi dotati di quella vitalità e varietà che vorremmo conoscere alla TV.

A. BANFI

Musica registrata stereofonica.

Migliaia di appassionati dell'alta fedeltà hanno fatto ressa recentemente nelle sale di dimostrazione della London Audio Fair per ascoltare le ultime novità in fatto di musica registrata stereofonica. Registrazioni stereofoniche su nastro magnetico erano già sul mercato da qualche tempo, ma non sono mai riuscite ad affermarsi probabilmente a causa del loro costo elevato. Il prezzo dei dischi stereofonici sarà di gran lunga inferiore, mentre per quanto riguarda l'apparecchio di riproduzione, una ditta di Oxford, offre l'equipaggiamento necessario al prezzo di 60 sterline, circa 110 mila lire.

Per ottenere gli effetti stereofonici si incidono, ricorrendo per farlo a due speciali microfoni, due colonne sonore ognuna delle quali viene riprodotta dal suo proprio altoparlante. I due altoparlanti, nella stanza dell'ascoltatore vengono collocati a pochi piedi di distanza l'uno dall'altro, ai due lati del caminetto ad esempio, ciò fatto, purchè l'ascoltatore si trovi a più di tre metri di distanza il suono dà l'impressione di provenire non da due altoparlanti diversi, ma da un punto unico a mezza distanza circa fra di essi. Questa fonte di suono è mobile. Ci spieghiamo meglio. Se, al momento della registrazione, un cantante lirico ad esempio avesse attraversato la scena cantando, l'ascoltatore riceverebbe precisamente questo senso di movimento. Un disco stereofonico ha l'aspetto di un normale microsolco, ma come abbiamo detto due colonne sonore sono state incise nel solco. *(u.s.)*

Trigger per Contatori Elettronici (*segue da pag. 271*)

In elettronica invece i tempi di azionamento si misurano in microsecondi o frazioni di microsecondo; se il bloccaggio di T_9 non avviene *dopo* che l'azionamento che quell'impulso ha provocato (chiusura del *CTR*) sia già stato innescato, l'innesco rischia di regredire e l'azione non avviene.

bastanza disaccoppiati da rendere impossibile una reazione dell'organo asservito nell'organo che comanda.

Esaminiamo come questo problema è stato risolto nello schema di fig. 5.

Nella parte inferiore destra di fig. 5 vediamo la richiusura automatica del

In definitiva l'azione di chiusura del *CTR*, bloccando su g_3 il cancello T_{11}, tenderebbe a troncare l'impulso che sta appunto comandando la chiusura di *CTR*; ma l'azione avviene esattamente in quanto nella catena è intercalato un organo memoria, il tiratron T_{11}, il quale, una volta innescato dal-

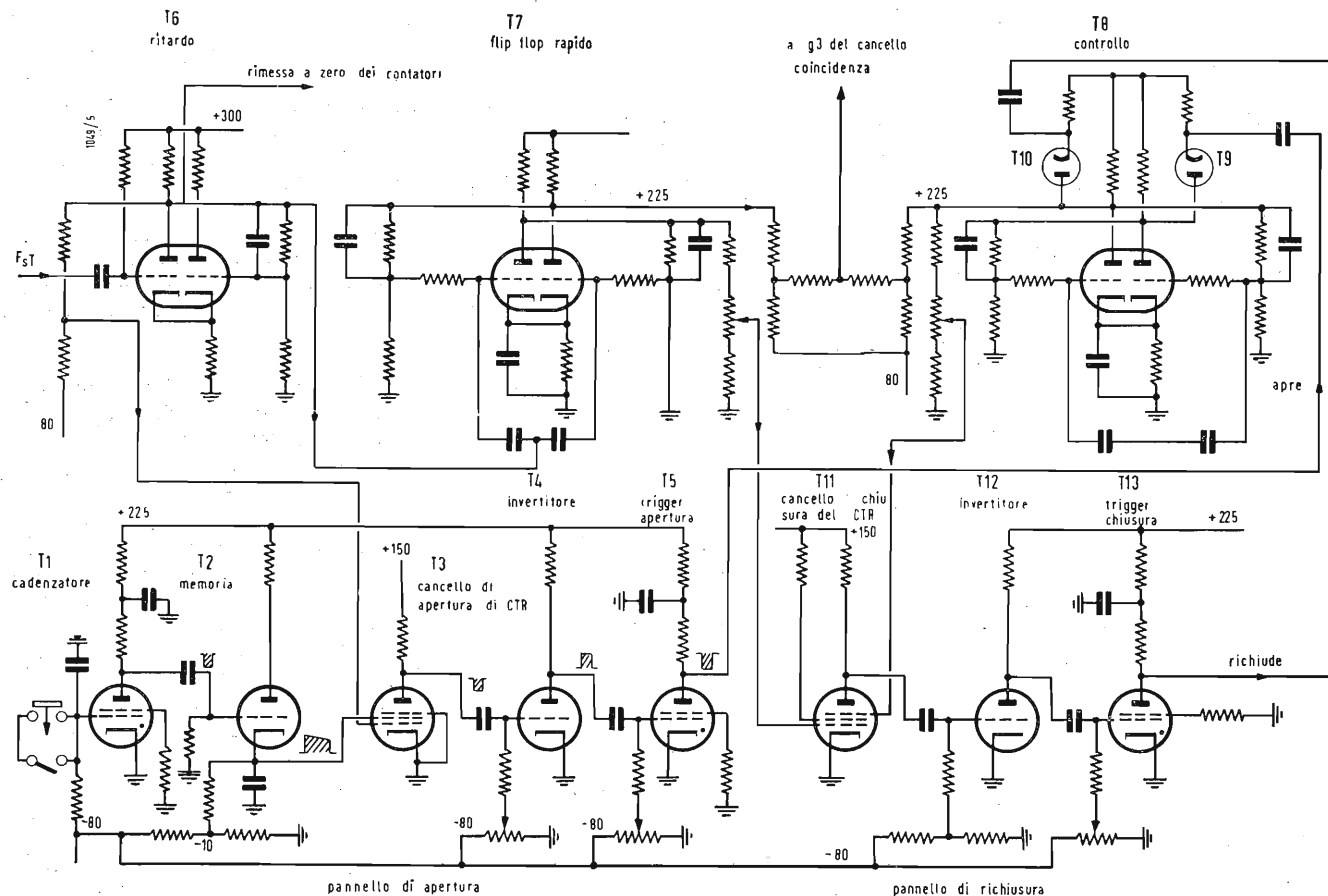



Fig. 5 - Schema dei pannelli di trigger di apertura e di chiusura T_6: ritardo; T_7 e T_8: *F/F* e *CTR*; T_9 e T_{10}: diodi di disaccoppiamento. T_1 a T_5: apertura del *CTR*, a comando; T_{11} a T_{13}: richiusura automatica.

Per un corretto funzionamento occorre dunque:

a) che la successione delle azioni sia convenientemente scaglionata nel tempo;

b) che le azioni abbiano un senso unico, cioè che i vari organi siano ab-

CTR. Allorchè *CTR* è aperto, c'è tensione zero sul soppressore del cancello, T_{11}; quando il *F/F* si richiude, invia un impulso positivo sulla griglia g_1 del pentodo T_{11}; il corrispondente impulso *negativo* di placca aziona, tramite T_{12}, il tiratron T_{13} che, con un impulso negativo di placca, tramite T_9, richiude il *CTR*.

l'impulso di comando, funziona indipendentemente da questo, controllato solo dagli elementi che sono sulla placca. Infine il disaccoppiamento è perfezionato dal diodo T_9 che va all'interdizione appena la tensione di placca del *CTR* si sia abbassata.

A.

L'Amplificazione a Video Frequenza (*segue da pag. 257*)

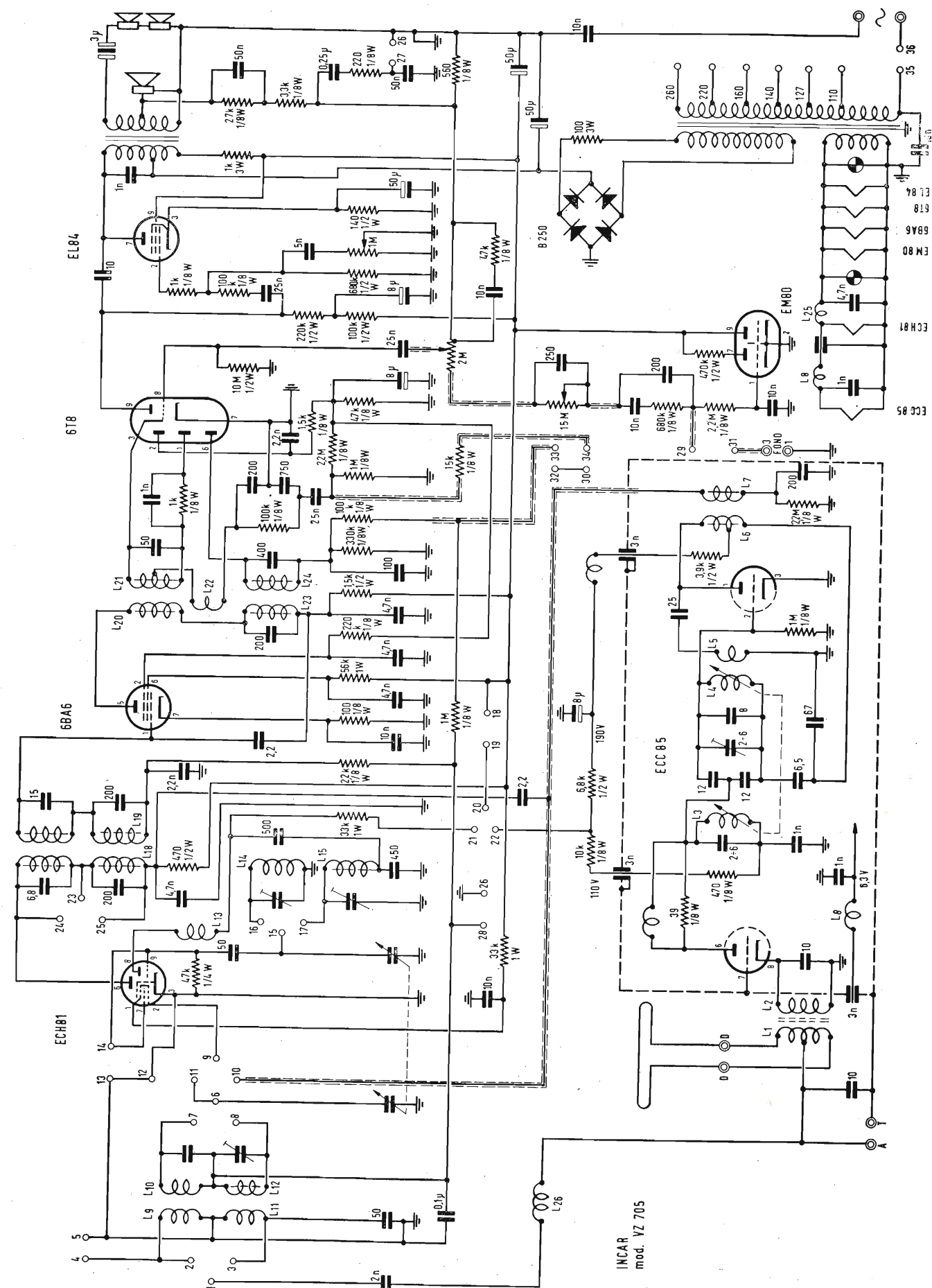
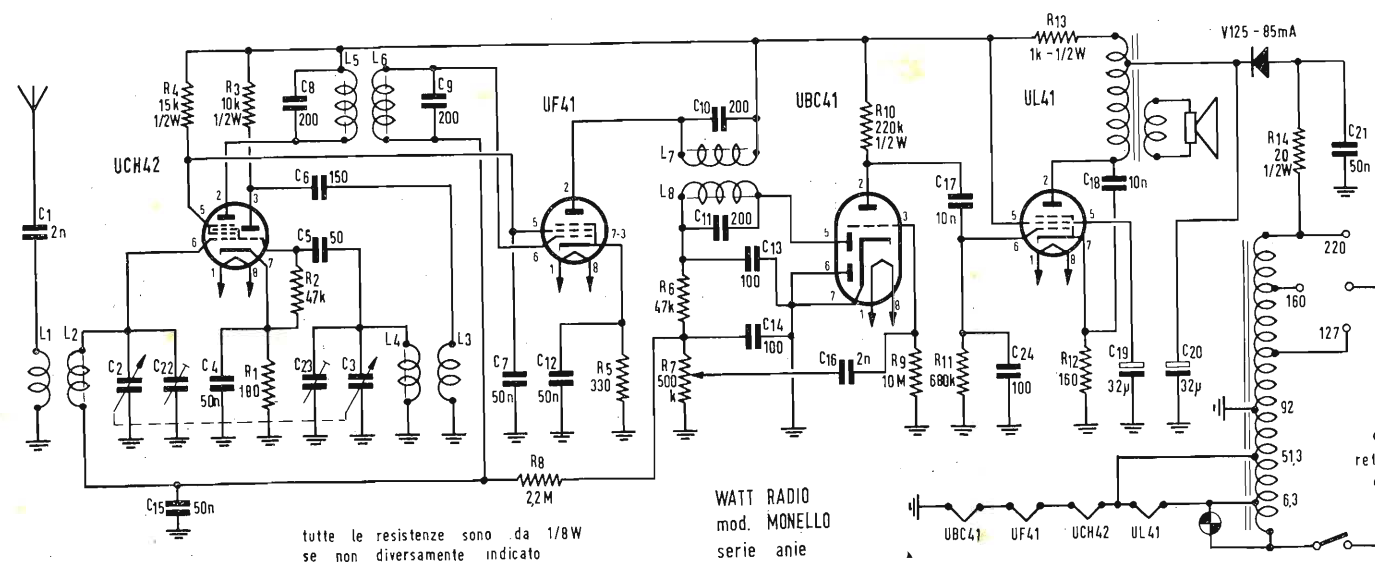
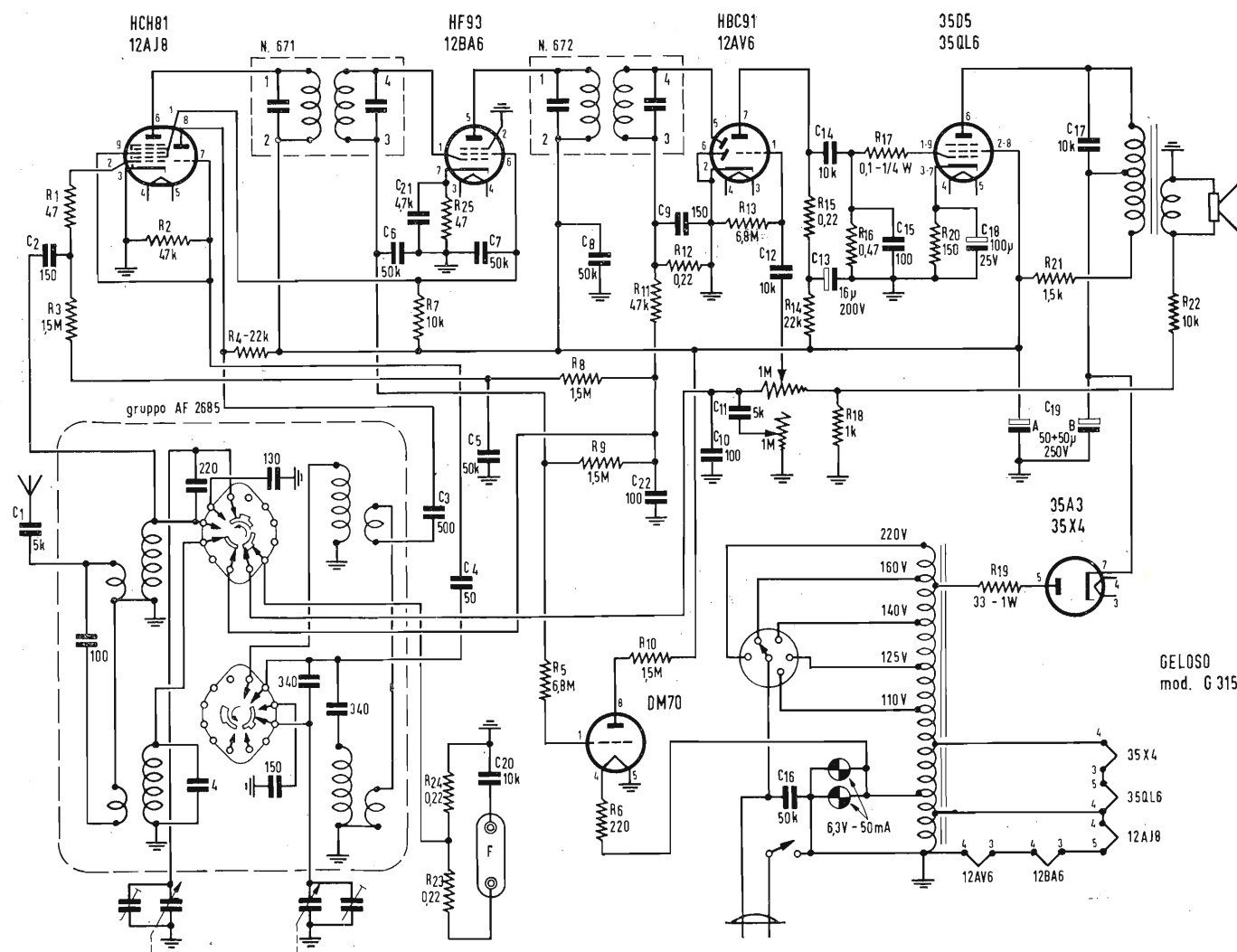
Si deve avere la massima cura nel mantenere più piccola possibile la capacità distribuita, perchè è il fattore che maggiormente limita la risposta alle frequenze più alte. L'uso di un condensatore a mica o a carta in parallelo con un elettrolitico allo scopo di fugare a massa le alte frequenze, può generare disuniformità di risposte in frequenza. L'induttanza dell'elettrolitico infatti può risuonare colla capacità del condensatore derivato, provocando una maggior amplificazione intorno alla frequenza di risonanza. È sconsigliabile l'uso di resistori a filo, a meno che non se ne conoscano esattamente l'induttanza e la capacità proprie, da impiegarsi come elementi concentrati nel circuito.

5.1. - Stadi in cascata.

I dati sopra elencati nella tabella per il calcolo degli elementi correttori sono utili per i ricevitori in cui l'amplificatore video consta di 1 o 2 stadi, ma se si ha a che fare con molti stadi, come avviene in trasmissione, si deve procedere a compensazioni più precise per evitare di sommare le distorsioni dovute ad ogni singolo stadio. La risposta di un amplificatore con vari stadi in cascata è uguale al prodotto delle risposte di ogni stadio, ed il tempo di ritardo totale è uguale alla somma dei ritardi di ogni stadio. La difficoltà della compensazione può in tal caso essere superata compensando ciascuno stadio per una banda passante fino a 6 ÷ 8 MHz e riacquistando l'amplificazione perduta a motivo delle perdite di guadagno conseguenti, aumentando il numero degli stadi. L'argomento è già stato accennato in 4.3; rimandiamo perciò a tale paragrafo.

(continua)

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM-FM INCAR, MOD. VZ705

INCAR mod. VZ 705

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM, WATT RADIO, MOD. MONELLO

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM, GELOSO, MOD. G315

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. TIPEZ - V.le G. da Cermenate, 56

ALCUNI IMPIEGHI DEL GENERATORE DI MONOSCOPI E DI IMMAGINI MODELLO 1000

La flessibilità di impiego del Generatore di monoscopi ed immagini — Modello 1000 — può essere agevolmente giudicata da questa breve rassegna delle presentazioni principali che questo Generatore può fornire.

- Riproduzione di qualsiasi diapositiva di 75 x 100 m/m.
- Controllo e regolazione della linearità orizzontale e verticale e delle dimensioni del quadro televisivo sia nei ricevitori TV per bianco e nero che per TV a colori.
- Controllo dell'ombreggiatura e del contrasto di tutti i ricevitori TV.
- Controllo della sensibilità a RF e regolazione del Controllo Automatico di guadagno per TV in bianco e nero per TV a colori.
- Generatore di punti bianchi per controllo e la regolazione della convergenza statica dei ricevitori di TV a colori.
- Generatore di linee bianche incrociate per il controllo e la regolazione della convergenza dinamica dei ricevitori TV a colori.
- Controllo della stabilità del sincronismo composto in tutti i tipi di ricevitori TV.
- Generatore di monoscopio dimostrativo per la presentazione delle caratteristiche di qualsiasi tipo di televisore.
- Controllo della larghezza di bande e del potere risolutivo di qualsiasi televisore.
- Di facile trasportabilità, può essere usato dovunque.
- Può servire alla presentazione di merci al pubblico. nei grandi magazzini.
- Può servire quale trasmettitore di sistemi « cerca-persone » in assemblee, ospedali, uffici, ecc.
- Controllo degli amplificatori video.
- Modulatore di un trasmettitore esterno per trasmissioni televisive in campo dilettantistico.
- Riproduzioni di diapositive relative a qualsiasi messaggio da trasmettere in luoghi a distanza.
- Controllo delle caratteristiche degli impianti di antenne centralizzate.

CARATTERISTICHE TECNICHE PRINCIPALI

Uscita a RF: variabile con un massimo di 50.000 microvolt su 75 ohm.

Impedenza d'uscita: 75 ohm nominali.

Frequenze portanti: in fondamentale = Canali 2-6; in armonia = Canali 7-13.

Regolazione di Serzivio:
Sbarre orizzontali
Sbarre verticali
Dimensioni dell'orizzontale
Linearità orizzontale
Dimensioni del verticale
Linearità verticale
Guadagno del moltiplicatore

Accessori:
Manuale di istruzioni.
Diapositiva per il monoscopio con testa di indiano.
Diapositiva per monoscopio formato da punti bianchi.
Diapositiva per monoscopio formato da linee bianche incrosiate.
Diapositiva in acetato chiaro.

Distributori per l'Italia:

S. r. l. LARIR MILANO - Piazza Cinque Giornate 1 - telefoni 795.762 - 795.763